

**amateurreihe**  
**electronica**



**Karl Rothammel**

**Praxis der Fernsehantennen**  
**Teil I**



**electronica · Band 83**

**Praxis der Fernsehantennen · Teil I**



**KARL ROTHAMMEL**

**DM2ABK**

# **Praxis der Fernsehantennen Teil I**



**DEUTSCHER MILITÄRVERLAG**

Redaktionsschluß: 20. November 1968

Die 2. Auflage dieser Broschüre ist als Band 55 der Reihe  
*Der praktische Funkamateurl* erschienen.

31.-45. Tausend, dritte, verbesserte Auflage

Deutscher Militärverlag · Berlin 1969

Lizenz-Nr. 5

Lektor: Bernd Schneiderheinze

Zeichnungen: Erich Böhm

Korrektor: Reinhold Herrmann

Typografie: Helmut Herrmann

Hersteller: Werner Brieger

Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam A 1054

1,90

# Inhalt

Verzeichnis der Tabellen .....	7
Vorwort .....	8
1. Die Energieübertragung vom Sender zum Empfänger .....	10
1.1. Frequenz, Wellenlänge und Fortpflanzungsgeschwindigkeit .....	11
1.2. Die Fernsehbander und deren Frequenzbereiche .....	12
1.3. Elektromagnetische Wellen .....	12
1.3.1. Die Polarisation des elektromagnetischen Feldes .....	16
1.4. Der Zusammenhang zwischen Antennenleistung und Feldstärke .....	17
1.5. Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen in den Fernsehbereichen .....	18
1.5.1. Die ungehinderte Freiraumausbreitung .....	18
1.5.2. Überreichweiten in den Fernsehbereichen ...	20
1.5.2.1. Troposphärisch bedingte Überreichweiten der VHF und UHF .....	20
1.5.2.2. Ionosphärisch bedingte Überreichweiten der Ultrakurzwellen .....	24
1.6. Die Möglichkeiten der Fernsehversorgung ..	26
1.6.1. Fernseh-Großsender .....	26
1.6.2. Fernseh-Ballsender .....	27
1.6.3. Fernseh-Frequenzumsetzer .....	29
1.6.4. Fernseh-Umlenkantennenanlagen .....	30
1.6.5. Eindraht-Wellenleiter .....	31
2. Die Fernsehantenne .....	35
2.1. Der Halbwellendipol .....	36
2.1.1. Die Strom- und Spannungsverteilung auf einem Halbwellendipol .....	37
2.1.2. Der Strahlungswiderstand .....	38

2.1.3.	Der Halbwellendipol als Schwingkreis .....	39
2.1.4.	Der Verkürzungsfaktor eines Halbwellendipols .....	40
2.1.5.	Die effektive Länge und effektive Höhe des Halbwellendipols .....	42
2.1.6.	Das Richtdiagramm des Halbwellendipols ...	45
2.2.	Der Faltdipol .....	48
2.3.	Der Antennengewinn .....	52
2.4.	Halbwellendipole mit parasitären Elementen	54
2.4.1.	Reflektoren .....	55
2.4.2.	Direktoren .....	58
2.5.	Yagi-Antennen .....	60
2.5.1.	Yagi-Antennen für den Selbstbau .....	62
2.6.	Die <i>HB9CV</i> -Antenne .....	69
2.7.	Gruppenantennen .....	72
2.8.	Gestockte Yagi-Antennen .....	75
2.8.1.	Der Viertelwellentransformator .....	78
2.9.	Sonderformen der Fernsehantennen .....	81
2.9.1.	Das Cubial Quad .....	81
2.9.2.	Breitbandantenne für FS-Band IV/V .....	85
3.	Die Speisung von Fernsehantennen .....	90
3.1.	UKW-Bandleitungen und Koaxialkabel .....	90
3.2.	Koaxialkabel oder Bandleitung .....	99
3.3.	Anpassungs- und Symmetrierglieder .....	100
3.3.1.	Die Umwegleitung (Balun-Transformator) ...	101
3.3.2.	Aufgewickelte Zweidrahtleitungen als Symmetrie- und Impedanzwandler .....	102



# Verzeichnis der Tabellen

Tabelle 1	Die Fernsehbereiche nach CCIR-Norm ..	13
Tabelle 2	Die Resonanzlängen $L$ von einfachen Schleifendipolen in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad .....	51
Tabelle 3	Die 2-Element-Antenne .....	64
Tabelle 4	Die 3-Element-Yagi-Antenne .....	68
Tabelle 5	Die 6-Element-Breitband-Yagi-Antenne ..	68
Tabelle 6	Die 9-Element-Yagi-Antenne .....	69
Tabelle 7	Die <i>HB9CV</i> -Antenne („Schweizer Antenne“) .....	72
Tabelle 8	Die 12-Element-Gruppenantenne .....	76
Tabelle 9	Aufstockungsleitungen für zwei Antennenebenen im Abstand $\lambda/2$ .....	81
Tabelle 10	Das Cubical Quad .....	85
Tabelle 11	Symmetrische Zweidrahtleitungen (UKW-Bandleitungen), Hersteller VEB <i>Kabelwerk Vacha</i> DDR .....	96
Tabelle 12	Abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitungen, Hersteller VEB <i>Kabelwerk Vacha</i> DDR .....	96
Tabelle 13	Koaxialkabel, Hersteller VEB <i>Kabelwerk Vacha</i> DDR .....	97
Tabelle 14	Eindrahtleitungen, Hersteller VEB <i>Kabelwerk Vacha</i> DDR .....	99
Tabelle 15	Die geometrische Länge von Halbwellen-Umwegleitungen für die Fernsehbänder I und III .....	103

## Vorwort

Die Fernsehantenne auf dem Dach ist ein Attribut unseres technischen Zeitalters. Mechanisch stellt die Fernsehantenne ein verhältnismäßig einfaches Gebilde dar; ihre elektrische Funktion jedoch ist ziemlich kompliziert und nur dann überschaubar, wenn theoretische Mindestkenntnisse vorhanden sind.

Bei Amateuren und auch bei vielen Fernsehteilnehmern, die keine berufliche Verbindung zur Fernsehtechnik haben, besteht vielfach der Wunsch, sich mit Theorie und Praxis der Fernsehantennen zu beschäftigen. Dieses Bestreben entspringt dem natürlichen Wissensdrang unserer technisch interessierten Menschen, die nicht nur die Annehmlichkeit des Fernsehens genießen, sondern auch den technischen Vorgang der Energieübertragung zwischen Fernsehsender und Fernsehempfänger kennenlernen wollen.

Die vorliegende Broschüre soll diesem Wunsch entgegenkommen. Dabei werden in allgemeinverständlicher Form die Probleme der Fernsehversorgung dargestellt und die wichtigsten Grundlagen der Antennentechnik erläutert. Besonderer Wert wird auf die Praxis der Fernsehantennen gelegt. Der am Selbstbau Interessierte findet deshalb in tabellarischer Form die genauen Abmessungen für eine ganze Reihe von nachbausicheren Standardantennen, ausführliche Angaben über handelsübliche Hochfrequenzkabel sowie viele praktische Hinweise.

Der Umfang des Stoffes erfordert es, die Broschüre in zwei Teilen herauszugeben.

Im Teil II wird der zweckmäßige Einsatz der verschiedenen Antennenformen besprochen, wobei die Standortwahl bei schwierigen Empfangsverhältnissen und das Ausblenden von Störungen besonders berücksichtigt sind. Da eine unsachgemäß aufgebaute Antennenanlage eine Gefahr für die Allgemeinheit darstellt, kann auf eine ausführliche Erläute-

rung der für den Antennenbau erlassenen Sicherheitsvorschriften nicht verzichtet werden.

Auch wer nicht am Selbstbau von Fernsehantennen interessiert ist, wird in den beiden Heften *Praxis der Fernsehantennen* eine Fülle von Ratschlägen finden, die es ermöglichen, Aufbau- sowie Einrichtungsfehler an bestehenden Antennenanlagen zu erkennen und zu korrigieren. Auch bei der Auswahl einer geeigneten Industrieantenne werden die erworbenen Kenntnisse gute Hilfe leisten.

*Sonneberg (Thüringen), im März 1965*      *Karl Rothammel*

Lieber Leser!

Es ist uns nicht leichtgefallen, den Namen der Reihe *Der praktische Funkamateur* und ihre äußere Aufmachung zu ändern, da mit dieser Reihe viele Traditionen des sich nach 1953 in der DDR entwickelnden Amateurfunkwesens verbunden sind.

Der Verlag hat sich jedoch entschlossen, auf Grund vieler Leserwünsche und des sich ständig erweiternden Themenumfangs den Namen der Reihe zu ändern. Deshalb wird die Reihe künftig unter dem Namen *electronica* erscheinen.

Der Verlag dankt den Lesern für ihre zahlreichen Hinweise und Verbesserungsvorschläge und hofft, daß Titel und Aufmachung gefallen werden.

Deutscher Militärverlag

# 1. Die Energieübertragung vom Sender zum Empfänger

Jede drahtlose Übertragung von Informationen benötigt einen Energieträger, der in der Lage ist, den ihm mitgegebenen Nachrichteninhalt über weite Entfernungen zu transportieren. Dieses „Beförderungsmittel“ der drahtlosen Übertragung stellt die elektromagnetische Welle dar. Die in einem Sender erzeugten hochfrequenten Schwingungen bezeichnet man auch als Trägerwelle oder kurz Träger und kennzeichnet damit schon die Aufgabe, Signale zu übertragen.

Die Signale eines hochfrequenten Trägers können in ihrer einfachsten und klassischen Form darin bestehen, daß man den Träger selbst in einem bestimmten Rhythmus ein- und ausschaltet. Diese Tastung eines unmodulierten Trägers bezeichnet man in der Technik als „Telegrafie tonlos“. Will man jedoch kompliziertere Signale wie Sprache, Musik, Bildimpulse usw. übertragen, so muß der hochfrequente Träger entsprechend *moduliert* werden. Je nach Art der Trägerbeeinflussung wird zwischen Amplitudenmodulation (AM), Frequenzmodulation (FM) und Phasenmodulation (PM) unterschieden. Beim Fernsehen werden zwei Träger gleichzeitig ausgestrahlt, der Bildträger und der Tonträger. Nach der in der Deutschen Demokratischen Republik und in Westdeutschland gebräuchlichen CCIR-Norm ist der Bildträger amplitudenmoduliert (AM), der Tonträger frequenzmoduliert (FM). Der hochfrequente Träger wird von der Sendeantenne als elektromagnetische Welle in den Raum abgestrahlt. Durch die Empfangsantenne werden die elektromagnetischen Schwingungen aufgenommen und zum Empfänger weitergeleitet.

Dort wird der dem hochfrequenten Träger aufmodulierte Nachrichteninhalt abgetrennt und in seine ursprüngliche Form (Sprache, Musik, Bild usw.) zurückverwandelt (Demodulation). Bei der Übertragung zwischen Sendeantenne und

Empfangsantenne ist die Modulation von untergeordneter Bedeutung.

Es genügt deshalb, den Ausbreitungsweg des hochfrequenten Trägers zu untersuchen.

### 1.1. Frequenz, Wellenlänge und Fortpflanzungsgeschwindigkeit

Die elektromagnetischen Wellen breiten sich mit Lichtgeschwindigkeit im freien Raum aus. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  des Lichtes beträgt  $3 \cdot 10^8$  Meter je Sekunde (300 000 000 m/s) bzw.  $3 \cdot 10^5$  Kilometer je Sekunde (300 000 km/s) und bildet eine Konstante. Da es sich um Schwingungen handelt, können die elektromagnetischen Wellen durch die Anzahl der Schwingungen je Sekunde (Frequenz) gekennzeichnet werden. Die Frequenz  $f$  wird in Hertz (Hz) angegeben.  $1 \text{ Hz} = 1$  Schwingung je Sekunde. In der Hochfrequenztechnik rechnet man vorwiegend mit Kilohertz (kHz) und Megahertz (MHz):

$$1 \text{ MHz} = 1000 \text{ kHz} = 1\,000\,000 \text{ Hz}.$$

Aus der Fortpflanzungsgeschwindigkeit  $c$  und der Schwingfrequenz  $f$  läßt sich eine dritte Kenngröße, die Wellenlänge  $\lambda$  (Lambda), errechnen:

$$\lambda = \frac{c}{f}. \quad (1)$$

Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  eine Konstante ist, kann man einsetzen:

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f} \quad (2)$$

( $\lambda$  in m,  $c$  in m/s,  $f$  in Hz)

oder

$$\lambda = \frac{300\,000}{f} \quad (3)$$

( $\lambda$  in m,  $c$  in km/s,  $f$  in kHz).

Ist die Wellenlänge bekannt und wird die Frequenz gesucht, so stellt man die Formel um:

$$f = \frac{3\,000\,000}{\lambda}; \quad (4)$$

$f$  in kHz,  $c$  in km/s,  $\lambda$  in m.

Die Wellenlänge oder die Frequenz eines Senders stellt die wichtigste kennzeichnende Angabe dar, die es ermöglicht, aus einer Vielzahl von Ausstrahlungen den gewünschten Sender auszuwählen, indem der Empfänger auf die entsprechende Frequenz (bzw. Wellenlänge) abgestimmt wird.

Eine Umrechnungstabelle Frequenz in Wellenlänge und umgekehrt befindet sich im Anhang des Teiles II.

## 1.2. Die Fernsehbänder und deren Frequenzbereiche

Nach der CCIR-Norm werden in der DDR und in Westdeutschland Fernsehsendungen in den Bändern, I, III, IV und V ausgestrahlt. Die Breite des Übertragungskanals beträgt für jeden Fernsehsender nach dieser Norm 7 MHz. Lediglich im Kanal 1 (Band I) steht nur eine Breite von 6 MHz zur Verfügung. Dieser Kanal wurde jedoch in der DDR und in Westdeutschland bisher nicht belegt. Die Kanalbreite in den Bändern IV und V beträgt für alle europäischen Fernsehnormen einheitlich 8 MHz.

In der nachfolgenden Tabelle 1 werden sämtliche Fernsehkanäle nach CCIR aufgeführt, und zwar mit den Frequenz- bzw. Wellenlängenangaben. Die Fernseh-Großsender des Deutschen Fernsehfunks in Band I und Band III sind unter den zugehörigen Kanälen eingetragen.

## 1.3. Elektromagnetische Wellen

Ströme, die durch einen Leiter fließen, erzeugen ein elektromagnetisches Feld, das sich rund um den Leiter aufbaut. Es besteht aus zwei Komponenten, dem elektrischen Feld und dem magnetischen Feld. Um die Vorgänge beim Auf-

**Tabelle 1 Die Fernsehbereiche nach CCIR-Norm**

Kenn- zeichnung	Kanal- grenzen	Bild- träger	Ton- träger	Mittlere Wellen- länge etwa m	Sender des DFF
	MHz bis MHz	MHz	MHz		
<b>Band I</b>					
Kanal 1	41 bis 47	41,25	46,75	6,80	
Kanal 2	47 bis 54	48,25	53,75	6,00	
Kanal 3	54 bis 61	55,25	60,75	5,20	Helpterbg.
Kanal 4	61 bis 68	62,25	67,75	4,65	Cottbus
<b>Band III</b>					
Kanal 5	174 bis 181	175,25	180,75	1,69	{ Berlin Inselsberg Brocken
Kanal 6	181 bis 188	182,25	187,75	1,63	
Kanal 7	188 bis 195	189,25	194,75	1,57	
Kanal 8	195 bis 202	196,25	201,75	1,51	Karl-Marx- Stadt Marlow
Kanal 9	202 bis 209	203,25	208,75	1,46	Leipzig
Kanal 10	209 bis 216	210,25	215,75	1,41	Dresden
Kanal 11	216 bis 223	217,25	222,75	1,37	Schwerin
Kanal 12	223 bis 230	224,25	229,75	1,33	
<b>Band IV/V</b>				cm	
Kanal 21	470 bis 477	471,25	476,75	63	
Kanal 22	478 bis 485	479,25	484,75	62,5	
Kanal 23	486 bis 493	487,25	492,75	61	
Kanal 24	494 bis 501	495,25	500,75	60	
Kanal 25	502 bis 509	503,25	508,75	59	
Kanal 26	510 bis 517	511,25	516,75	58	
Kanal 27	518 bis 525	519,25	524,75	57,5	
Kanal 28	526 bis 533	527,25	532,75	56,5	
Kanal 29	534 bis 541	535,25	540,75	55,5	
Kanal 30	542 bis 549	543,25	548,75	55	
Kanal 31	550 bis 557	551,25	556,75	54	
Kanal 32	558 bis 565	559,25	564,75	53	
Kanal 33	566 bis 573	567,25	572,75	52,5	
Kanal 34	574 bis 581	575,25	580,75	51,5	
Kanal 35	582 bis 589	583,25	588,75	51	
Kanal 36	590 bis 597	591,25	596,75	50,5	
Kanal 37	598 bis 605	599,25	604,75	50	
Kanal 38	606 bis 613	607,25	612,75	49	
Kanal 39	614 bis 621	615,25	620,75	48,5	
Kanal 40	622 bis 629	623,25	628,75	48	

Kenn- zeichnung	Kanal- grenzen	Bild- träger	Ton- träger	Mittlere Wellen- länge cm	Sender des DFF
	MHz bis MHz	MHz	MHz		
Kanal 41	630 bis 637	631,25	636,75	47	
Kanal 42	638 bis 645	639,25	644,75	46,5	
Kanal 43	646 bis 653	647,25	652,75	46	
Kanal 44	654 bis 661	655,25	660,75	45,5	
Kanal 45	662 bis 669	663,25	668,75	45	
Kanal 46	670 bis 677	671,25	676,75	44,5	
Kanal 47	678 bis 685	679,25	684,75	44	
Kanal 48	686 bis 693	687,25	691,75	43,5	
Kanal 49	694 bis 701	695,25	700,75	43	
Kanal 50	702 bis 709	703,25	708,75	42,5	
Kanal 51	710 bis 717	711,25	716,75	42	
Kanal 52	718 bis 725	719,25	724,75	41,5	
Kanal 53	726 bis 733	727,25	732,75	41	
Kanal 54	734 bis 741	735,25	740,75	40,5	
Kanal 55	742 bis 749	743,25	748,75	40,3	
Kanal 56	750 bis 757	751,25	756,75	39,8	
Kanal 57	758 bis 765	759,25	764,75	39,3	
Kanal 58	766 bis 773	767,25	772,75	38,9	
Kanal 59	774 bis 781	775,25	780,75	38,5	
Kanal 60	782 bis 789	783,25	788,75	38,2	

bau eines elektromagnetischen Feldes bildhaft darzustellen, bediente sich schon der große Physiker *Michael Faraday* der auch heute noch üblichen Methode, ein Kraftfeld durch die Einführung von Kraftlinien zu veranschaulichen.

Ein Kraftfeld wird durch die Größe und die Richtung der Kräfte charakterisiert. Diese können sich von Ort zu Ort ändern. Die Richtung der Kraftlinie entspricht der Richtung der wirkenden Kraft, während durch den Abstand der Kraftlinien voneinander, also durch ihre Dichte, die Größe der Kraft dargestellt wird.

Eine Spannung erzeugt ein elektrisches Feld, während jeder Stromfluß ein magnetisches Feld hervorruft. Es kann aber nur dann ein Strom fließen, wenn ein Potentialunterschied, also eine Spannung vorhanden ist. Daraus läßt sich folgern, daß zu einem magnetischen Feld auch immer ein elektri-



sches Feld gehört. Die beiden Komponenten des elektromagnetischen Feldes, die elektrischen Feldlinien und die magnetischen Feldlinien, stehen immer senkrecht zueinander.

Wird ein Leiter von einem Gleichstrom durchflossen, so baut sich um den Leiter ein elektromagnetisches Feld auf, das seine Richtung nicht ändert. Ein Wechselstrom hingegen erzeugt ein elektromagnetisches Feld, dessen Richtung und Stärke sich entsprechend der Periodizität des Wechselstroms ändert. Es handelt sich dabei um eine Art Wellenbewegung des elektromagnetischen Feldes, man spricht deshalb auch von einer elektromagnetischen Welle. Aus dem Verhalten eines elektromagnetischen Wechselfelds kann die Fernwirkung (Ausstrahlung) der elektromagnetischen Wellen erklärt werden. Jedes Feld enthält Energie, die vom speisenden Generator entnommen wird. Beim Einschalten des Generators tritt nach einer bestimmten Zeit Energie aus dem Leiter in dessen Umgebung aus: Das elektromagnetische Feld hat sich aufgebaut. Nach einer bestimmten Zeit deshalb, weil sich die elektrische Energie nicht unendlich schnell, sondern „nur“ mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet. Schaltet man den Generator wieder ab, so bricht auch das elektromagnetische Feld zusammen, d. h., die Energie des Feldes kehrt wieder in den Leiter zurück. Auch dieser Rückkehrvorgang erfordert eine laufzeitbedingte Zeitspanne. Deshalb können auch die am weitesten vom Leiter entfernten Feldteile nur als letzte zu diesem zurückkehren. Wird ein Leiter von einem sinusförmigen Wechselstrom durchflossen, so wiederholen sich die Ein- und Ausschaltvorgänge laufend in Abhängigkeit von der Frequenz. Allerdings kann man bei einem hochfrequenten Wechselstrom nur in übertragenem Sinn von Schaltvorgängen sprechen; tatsächlich handelt es sich um ein periodisches Ansteigen und Abfallen von Strom und Spannung, wobei im Augenblick des Strommaximums immer ein Spannungsminimum und umgekehrt vorhanden ist. Unter bestimmten Voraussetzungen geschieht folgendes: Mit dem Ansteigen des Wechselstroms baut sich – durch die Lauf-

zeit etwas verzögert – ein elektromagnetisches Feld auf. Fällt der Strom entsprechend dem sinusförmigen Verlauf ab, dann versucht auch die Feldenergie wieder in den Leiter zurückzukehren. Da aber – bedingt durch die Laufzeit – Teile der Feldenergie verspätet beim Leiter ankommen, herrscht dort bereits eine völlig veränderte Stromverteilung. Dieser neue Strom baut wieder ein neues Feld auf, das Teile des zurückkehrenden alten Feldes vom Leiter wegdrückt. Die so „ausgesperrten“ elektrischen Feldlinien bilden geschlossene Schleifen, die von magnetischen Feldlinien umschlungen sind. Da sie vom Antennenleiter weggestoßen wurden, breiten sie sich mit Lichtgeschwindigkeit im Raum aus. Entsprechend der Periodizität des Wechselstroms wiederholt sich dieser Vorgang laufend; darum entstehen elektromagnetische Wellen, die in Frequenz und Wellenlänge dem erregenden Wechselstrom analog sind.

Die Voraussetzung für das Ausbilden elektromagnetischer Wellen im freien Raum besteht darin, daß der Generator immer zu einem ganz bestimmten Zeitpunkt eine entgegengesetzt gerichtete Stromverteilung liefert, die dem zusammenbrechenden Feld die Rückkehr zum Leiter versperrt und es somit zwingt, in den Raum abzuwandern. Das ist z. B. dann der Fall, wenn die Leiterlänge (Antennenlänge) elektrisch der halben Wellenlänge des erregenden Wechselstroms entspricht. Das heißt, die Antenne befindet sich in Resonanz mit der sie erregenden Frequenz.

### **1.3.1. Die Polarisation des elektromagnetischen Feldes**

Wie schon der Name erkennen läßt, weist das elektromagnetische Feld zwei Komponenten auf, das elektrische Feld und das magnetische Feld. Das elektrische Feld liegt in der gleichen Ebene wie die meisten Antennenleiter, das magnetische Feld steht um  $90^\circ$  versetzt, also senkrecht dazu. Wenn die Polarisation der elektromagnetischen Wellen gekennzeichnet werden soll, bezieht man sich auf die Lage des elektrischen Feldes. Das läßt sich einfach feststellen:

Ein waagrecht zur Erdoberfläche ausgerichteter Antennenleiter strahlt waagrecht (horizontal) polarisierte Wellen ab. Sinngemäß verursacht eine senkrecht (vertikal) stehende Antenne eine vertikale Polarisation. Die Fernsehsender der DDR arbeiten überwiegend mit horizontaler Polarisation. Vereinzelt findet man jedoch auch die vertikal polarisierte Abstrahlung (z. B. Fernsehsender Leipzig, Kanal 9, und Dresden, Kanal 10). Für maximale Energieaufnahme muß die Empfangsantenne die gleiche Polarisation wie die Sendeantenne aufweisen.

#### 1.4. Der Zusammenhang zwischen Antennenleistung und Feldstärke

Die Stärke des elektromagnetischen Feldes, kurz Feldstärke genannt, nimmt linear mit der Entfernung ab. Das läßt sich einfach dadurch veranschaulichen, daß sich die Energie bei wachsender Entfernung auf immer größere Räume verteilen muß, sie wird sozusagen verdünnt. Ein Halbwellendipol, der die Leistung  $P$  abstrahlt, erzeugt in der Entfernung  $d$  eine Feldstärke  $E$  von

$$E = 7 \frac{\sqrt{P}}{d} ; \quad (5)$$

$E$  = Feldstärke in mV/m,  $P$  = Strahlungsleistung in W,  $d$  = Entfernung in km.

Daraus kann man erkennen, daß die elektrische Feldstärke in einem bestimmten Abstand proportional der Wurzel aus der Strahlungsleistung des Senders und umgekehrt proportional dem Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne ist. Diese Formel gilt jedoch nur bei ungestörter Freiraumausbreitung, d. h., im Ausbreitungsweg dürfen sich keine Hindernisse befinden und keine Reflexionen oder Absorptionen auftreten.

##### *Beispiel*

Die Strahlungsleistung eines Fernsehsenders beträgt 10 kW.

Mit welcher Feldstärke kann bei ungestörter Ausbreitung in 50 km Entfernung gerechnet werden?

$$E = 7 \frac{\sqrt{10\,000}}{50} = 14 \text{ mV/m.}$$

### 1.5. Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen in den Fernsehbereichen

Fernsehsender der Bänder I und III arbeiten auf Ultrakurzwellen (UKW). Diese Meterwellen mit einem Bereich von 10 m bis 1 m, entsprechend 30 bis 300 MHz, werden international mit VHF (engl.: Very High Frequencies – sehr hohe Frequenzen) bezeichnet. Die Frequenzen der Bänder IV und V hingegen befinden sich bereits im Dezimeterwellengebiet, dem man den Bereich von 300 bis 3000 MHz (entspricht 10 dm bis 1 dm) zugeordnet hat. International nennt man die Dezimeterwellen UHF (engl.: Ultra High Frequencies = ultra hohe Frequenzen).

Um die Art der Ausbreitung grob zu charakterisieren, bezeichnet man die Wellen  $< 10$  m auch als quasioptische (dem Lichte ähnliche) Wellen. Sie breiten sich nahezu geradlinig aus (können also der Erdkrümmung nicht folgen) und werden wie das Licht reflektiert, gebeugt und gebrochen. Sie sind deshalb zur sicheren Überbrückung von Entfernungen, die innerhalb der theoretisch möglichen optischen Sicht liegen, besonders geeignet.

#### 1.5.1. Die ungehinderte Freiraumausbreitung

Bei einem Erdradius von 6370 km errechnet sich die optische Sichtweite nach der Formel

$$d = 3,55 \cdot (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}); \quad (6)$$

$d$  = optische Sichtweite in km,  $h_1$  = Höhe der Sendeantenne in m,  $h_2$  = Höhe der Empfangsantenne in m.

Die tatsächlich jederzeit sicheren Reichweiten der Ultrakurzwellen gehen jedoch um mindestens 15 % über den optischen Horizont hinaus. Neuere Forschungen erklären diese Krümmung der Ultrakurzwellen zur Erdoberfläche hin als eine Folge des mit der Höhe abnehmenden Brechungskoeffizienten der Luft. Die Vergrößerung der sicheren UKW-Reichweiten über den optischen Horizont hinaus wird durch die folgende Näherungsformel berücksichtigt:

$$d = 4,13 \cdot (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) ; \quad (7)$$

$d$  in km,  $h_1$  in m,  $h_2$  in m.

Dieser Formel liegt der *Vierdrittel-Radius* der Erde zugrunde, d. h., es wird nicht mit dem tatsächlichen mittleren Erdradius von 6370 km gerechnet, sondern mit einem um ein Drittel vergrößerten, effektiven Erdradius von rund 8500 km. Statt der Konstante 3,55 aus der vorhergehenden Formel ergibt sich hier bei sonst gleichen Dimensionen eine Konstante von 4,13.

### Beispiel

Ein Fernsehsender, der sich in einer Höhe von 900 m über NN befindet, hat eine sichere Reichweite von

$$d = 4,13 \cdot (\sqrt{900}) = 4,13 \cdot 30 = 123,9 \text{ km.}$$

Ist der Standort des Empfängers in einer Höhe von 100 m über NN, so vergrößert sich die Reichweite auf

$$d = 4,13 \cdot (\sqrt{900} + \sqrt{100}) = 4,13 \cdot 40 = 165,2 \text{ km.}$$

Das setzt jedoch eine ungehinderte Freiraumausbreitung voraus, d. h., im Ausbreitungsweg dürfen sich keine Hindernisse befinden. Die vergrößerte Reichweite der Ultrakurzwellen über den optischen Horizont hinaus wird durch die Begriffe UKW-Horizont oder radiooptische Sichtweite charakterisiert. Jenseits des UKW-Horizonts nimmt die Feldstärke schnell ab. Der Abfall erfolgt um so steiler, je kürzer die Wellenlänge ist.

### 1.5.2. Überreichweiten in den Fernsehbereichen

Die Kurzwellenausbreitung stützt sich fast ausschließlich auf die reflektierenden Eigenschaften der Ionosphäre, mit deren Hilfe die für diesen Wellenbereich charakteristischen großen Reichweiten erzielt werden. Bei den Ultrakurzwellen ist eine ionosphärische Reflexion – abgesehen von seltenen Ausnahmefällen – bereits nicht mehr festzustellen. Sie durchstoßen alle Schichten der Erdatmosphäre und verlieren sich schließlich im Weltraum. Deshalb sind auch die Entfernungen, die man auf unserer Erde mit den Ultrakurzwellen überbrücken kann, verhältnismäßig gering. Da die VHF und UHF von der Ionosphäre nicht mehr reflektiert werden, sondern diese durchstoßen, stellen sie, bildlich gesprochen, „das offene Fenster zum Weltraum“ dar. Diese Eigenschaft ermöglicht sichere Funkverbindungen zu Erdsatelliten und Weltraumstationen sowie radioastronomische Forschungen. Über Fernsehsatelliten wurden bereits sehr erfolgreiche Fernsehübertragungen über Kontinente hinweg durchgeführt (z. B. Übertragung der Olympiade 1964 in Tokio mit Hilfe des *Syncom* und des *Telstar*, Farbfernsehübertragung durch *Molnija 1* zwischen der UdSSR und Frankreich). Die sehr großen Reichweiten dieser Art kann man jedoch nicht als Überreichweiten bezeichnen, denn der Nachrichtenverkehr von und zu Satelliten- und Weltraumstationen wird immer als Freiraumausbreitung innerhalb der radiooptischen Sichtweite durchgeführt.

#### 1.5.2.1. Troposphärisch bedingte Überreichweiten der VHF und UHF

Schon frühzeitig wurde festgestellt, daß die auftretenden Überreichweiten von VHF und UHF mit meteorologischen Zuständen unserer Erdatmosphäre in engem Zusammenhang stehen. Die Troposphäre, in der sich die unser Wetter bestimmenden Vorgänge überwiegend abspielen, erstreckt sich vom Erdboden bis in eine Höhe von etwa 11 km und wird auch Wettersphäre genannt. Bild 1.1. gibt einen Überblick

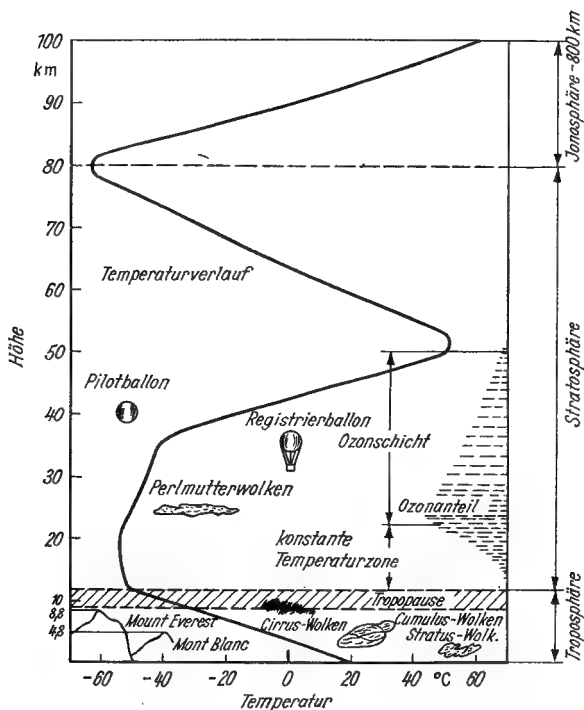


Bild 1.1. Schichtung und Temperaturverlauf in der unteren Atmosphäre

über Schichtung und Temperaturverlauf in der unteren Normalatmosphäre. Die Temperatur der Troposphäre fällt allgemein mit zunehmender Höhe, und zwar um 6 bis 8 °C je 1000 Meter Anstieg. Sie erreicht an ihrer Obergrenze, in der Tropopause, ein Minimum von durchschnittlich - 50 °C. Als nächste Höhenstufe unserer Lufthülle folgt in einer Höhe von 11 bis 80 km die Stratosphäre. Sie ist ein Bereich ohne gewöhnliche Wettererscheinungen. Ein Einfluß der Stratosphäre auf die UKW-Ausbreitung konnte bisher nicht nachgewiesen werden.

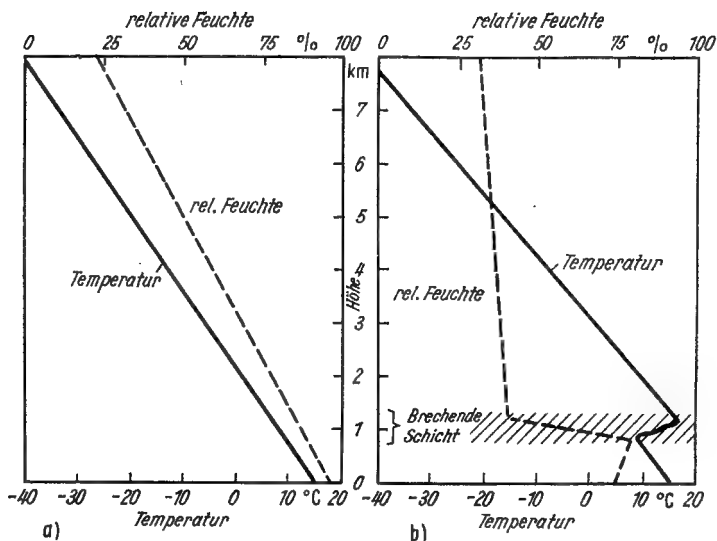


Bild 1.2. Temperatur und relative Luftfeuchtigkeit; a – regelmäßiger Abfall, b – Temperaturumkehr

Der in Bild 1.1. dargestellte Normalzustand der Troposphäre ist durch die mit steigender Höhe stetig abfallende Temperatur gekennzeichnet. Es wurde bereits in Abschnitt 1.5.1. festgestellt, daß die um mindestens 15 % über den optischen Horizont hinausgehenden regelmäßigen Überreichweiten der Ultrakurzwellen durch Brechungserscheinungen infolge des mit der Höhe stetig abnehmenden Brechungskoeffizienten der Luft zu erklären sind. Dieser Normalfall ist in Bild 1.2.a dargestellt, wobei der regelmäßige Abfall von Temperatur und relativer Luftfeuchtigkeit lediglich einen angenommenen, idealisierten Zustand kennzeichnet. Infolge meteorologischer Einflüsse kann die Änderung der Lufttemperatur und der relativen Feuchte sehr sprunghaft, vom Normalverlauf abweichend, erfolgen. Häufig schieben sich warme Luftmassen zwischen oder über kältere Luftschichten und rufen dadurch eine Temperatur-



umkehr hervor, wie sie in Bild 1.2.b dargestellt ist. Eine solche Temperaturumkehr – auch Inversion genannt – bedeutet einen Wechsel in der Luftdichte. Dabei bildet die Warmluft ein dünneres Medium als die Kaltluft.

Das Brechungsgesetz der Optik besagt, daß ein Lichtstrahl beim Übertritt von einem optisch *dichten* Medium in ein optisch *dünneres* Medium vom Lote weg gebrochen wird, dagegen beim Eintritt in ein optisch dichteres Medium eine Brechung zum Lote hin erfährt. Bild 1.3. veranschaulicht diesen Vorgang:

Ein Lichtstrahl, der sich in einem dichten Medium A unter dem Winkel  $\alpha$  fortpflanzt, wird beim Übertritt in das dünnere Medium B vom Lote weg gebrochen und erhält eine Richtungsänderung mit dem Winkel  $\beta$  ( $\beta > \alpha$ ). Auch VHF und UHF verhalten sich bei Dichteänderungen des Ausbreitungsmediums wie Lichtstrahlen. Sie beweisen damit ihre quasioptischen Eigenschaften, die zu den großen Überreichweiten führen. Wann stellt nun unsere atmosphärische Luft ein dichteres und wann ein dünneres Medium dar? Warme Luft dehnt sich aus, sie wird dadurch leichter und hat deshalb das Bestreben, senkrecht nach oben zu steigen. Sie hat somit eine geringere Dichte als die schwere Kaltluft. Aber nicht nur die Temperatur allein ist entscheidend für die Dichte und damit für den Brechungskoeffizienten der Luft, sondern auch ihre relative Feuchte. Trockene Luft weist geringere Dichte auf als feuchte Luft. Die Lufterwärmung ist immer mit einer Abnahme der relativen Feuchte verbunden, sofern nicht während des Erwärmungsvorgangs neue Feuchtigkeit hinzuströmt.

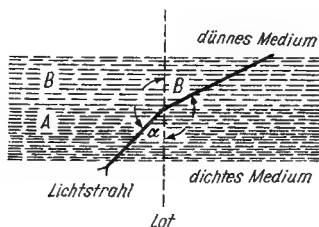


Bild 1.3.  
Brechung von Lichtstrahlen beim  
Übergang von einem dichten in  
ein dünnes Medium

Beim Eintreten in eine Inversionsschicht, die etwa entsprechend Bild 1.2.b verlaufen kann, erfahren auch die Ultrakurzwellen eine Krümmung zur Erdoberfläche hin, der UKW-Horizont wird dadurch entsprechend vergrößert. Weiträumige und hochliegende Inversionen, sogenannte Höheninversionen, können Überreichweiten von 1000 km und mehr im VHF- und UHF-Bereich durch Refraktion (Brechung) verursachen. Die Ausbildung solcher Höheninversionen ist an bestimmte Wetterlagen gebunden. Ganz allgemein kann man sagen, daß in solchen Fällen die Großwetterlage durch ein weiträumiges Hochdruckgebiet gekennzeichnet sein muß. Starke Luftbewegungen verhindern die Ausbildung von Inversionen, weil die aufgleitende Warmluft immer wieder mit Kaltluft durchmischt wird.

#### **1.5.2.2. Ionosphärisch bedingte Überreichweiten der Ultrakurzwellen**

Unter dem Einfluß der energiereichen ultravioletten Sonneneinstrahlung werden aus dem Atomverband der in der Hochatmosphäre vorhandenen Gase Elektronen herausgelöst. Dadurch entstehen elektrisch geladene Teilchen, die Ionen. Den Bereich der Hochatmosphäre, in dem sich ionisierte Schichten ausbilden, nennt man Ionosphäre. Durch diese Ionen wird die Ionosphäre zu einem elektrischen Leiter und reflektiert die elektromagnetischen Wellen bestimmter Frequenzbereiche. Die Ionosphäre ist dauernden Zustandsänderungen unterworfen, die von einem tages- und jahreszeitlichen sowie von einem durch die Sonnentätigkeitsperiode bestimmten Zyklus hervorgerufen werden. Häufig befinden sich innerhalb der sogenannten normalen E-Schicht bei etwa 100 km bis 150 km Höhe unregelmäßig verteilte und stark ionisierte Gebiete. Diese anomale Schicht nennt man sporadische E-Schicht oder kurz  $E_s$ -Schicht. Während die Wirkungen der  $E_s$ -Schicht nahezu bekannt sind, konnte die Wissenschaft bisher noch nicht eindeutig die Ursache ihrer Entstehung ermitteln. Einerseits wird vermutet, daß die ständig in die Erdatmosphäre eindringenden

und dort verdampfenden Meteore zu einem gewissen Teil eine zusätzliche Ionisation bewirken, andererseits werden Wechselbeziehungen zwischen dem Auftreten von Polarlichterscheinungen und der  $E_s$ -Schicht angenommen.

Es ist erwiesen, daß für einen begrenzten Teil des UKW-Bereichs zwischen 30 MHz und etwa 150 MHz ionosphärische Reflexionen an der  $E_s$ -Schicht stattfinden können. Es treten deshalb bei außergewöhnlich kräftiger Ausbildung der  $E_s$ -Schicht auch im gesamten Fernsehband I hin und wieder große Überreichweiten auf, die durch Reflexionen an der  $E_s$ -Schicht verursacht werden. Da sich die reflektierende Schicht in einer Höhe von 100 km bis 150 km befindet, läßt sich errechnen, daß die Strahlung rund 900 km bis 2000 km vom Sender entfernt wieder zur Erde reflektiert wird. Im Fernsehband I können in den Jahren des Sonnenfleckensmaximums auch gelegentlich Reflexionen an der F-Schicht (etwa 200 km bis 500 km Höhe) auftreten. Sie ermöglichen dann meist sehr kurzzeitig einen Überreichweitenempfang über Entfernungen von vielen tausend Kilometern (Empfang britischer und französischer Fernsehsender in Amerika, Empfang amerikanischer Fernsehsender in Afrika usw.). Vorwiegend in den Randgebieten des Versorgungsbereichs von Fernsehsendern kommen Störungen des Fernsehbilds durch Überreichweitenempfang vor. Es werden dabei Gleichkanalstörungen verursacht, die schon bei sehr geringen Feldstärken des störenden Senders sichtbar sind. In extremen, allerdings sehr seltenen Fällen von Überreichweitenempfang kann es vorkommen, daß der Nutzsender vom störenden Sender völlig „weggedrückt“ wird. Obwohl bei der Frequenzplanung von Fernsehsendern bestimmte Sicherheitsabstände und Leistungsbegrenzungen international beachtet werden, treten bei anomalen Ausbreitungsbedingungen Überreichweitenstörungen immer wieder auf. Da wegen des dichten Fernsehsendernetzes in Mitteleuropa die Empfangskanäle der Fernsehbander I und III bereits mehrfach belegt werden mußten, kann man bei der Frequenzplanung nur normale Ausbreitungsbedingungen berücksichtigen. Für Fernseh-Großsender mit 100 kW

effektiver Strahlungsleistung im Band I ist z. B. der Sicherheitsabstand zwischen zwei Sendern mit mindestens 710 km festgelegt. Er beträgt unter gleichen Bedingungen im Fernsehband III 570 km.

## 1.6. Die Möglichkeiten der Fernsehversorgung

Ein Empfangsort gilt als ausreichend versorgt, wenn von einem Fernsehsender im Band I eine Feldstärke von mindestens 0,5 mV/m vorhanden ist. Für das Fernsehband III wird eine Mindestfeldstärke von 1 mV/m gefordert. Die zuständigen Institutionen sind bestrebt, diese Empfehlungen der Stockholmer Konferenz zu verwirklichen. Während im Flachland eine annähernd lückenlose Fernseh-Flächenversorgung verhältnismäßig einfach zu erreichen ist, bereitet es in gebirgigen Gegenden außerordentliche Schwierigkeiten, alle Fernsehteilnehmer zufriedenzustellen. Bedingt durch die lichtähnliche Ausbreitung der Ultrakurzwellen liegen viele Gebirgstäler, Hänge und Talkessel sozusagen im Schatten der Strahlung. In solchen Abschattungsgebieten erzielt man auch in unmittelbarer Sendernähe und mit großen Strahlungsleistungen kaum eine ausreichende Empfangsfeldstärke. Zu einer lückenlosen Fernsehversorgung ist deshalb noch eine Vielzahl von Fernseh-Hilfsstationen erforderlich, die entsprechend den Gegebenheiten als Fernseh-Ballsender, Fernseh-Frequenzumsetzer und Fernseh-Umlenkantennenanlagen arbeiten. In manchen Fällen werden auch Eindraht-Wellenleitungen (*Goubau-Leitungen*) eingesetzt.

### 1.6.1. Fernseh-Großsender

Die Fernseh-Großsender bilden das Grundnetz für die Fernsehversorgung eines Landes. Ihre Senderleistung beträgt im allgemeinen nicht weniger als 10 kW. Durch Bündelung der Abstrahlung in der Vertikalebene entsteht – trotz Rundstrahlung in der Horizontalen – ein Leistungsgewinn.

Bei einem Band-III-Sender wird durch die Antennenanlage meist ein zehnfacher Leistungsgewinn in der Abstrahlrichtung erzielt. Die Strahlungsleistung eines 10-kW-Senders kann in diesem Falle mit 100 kW angegeben werden. Mit Strahlungsleistungen dieser Größenordnung erreicht man – ungehinderte Ausbreitung vorausgesetzt – auch am Rande des radiooptischen Horizonts noch Feldstärken, die weit über den geforderten Mindestwerten liegen.

Die Fernseh-Großsender sind im allgemeinen über Dezimeter-Richtfunkstrecken mit dem Fernsehzentrum verbunden und erhalten auf diesem Weg ihre Bildmodulation. Darüber hinaus werden die Fernsehzentren meist über weitere Dezimeter-Richtfunkstrecken noch mit anderen Ländern verbunden, die Fernseh-Direktübertragungen über große Entfernungen ermöglichen. So ist z. B. der Deutsche Fernsehfunk (DFF) dem Intervisionsnetz angeschlossen, dessen Zentrum sich in Prag befindet. Über Intervention können zur Zeit Fernsehübertragungen der Programme ČT (ČSSR), TVP (Volksrepublik Polen), TSS (Sowjetunion), MT (Ungarische Volksrepublik), TVR (Sozialistische Republik Rumänien), BT (Volksrepublik Bulgarien) und DFF (Deutsche Demokratische Republik) untereinander abgewickelt werden. Darüber hinaus bestehen über das Intervisionsnetz Querverbindungen zu den Anliegerstaaten des Eurovisionsnetzes.

### **1.6.2. Fernseh-Ballsender**

Ein Fernseh-Ballsender trägt eigentlich seinen Namen zu Unrecht, denn er ist ein vollwertiger, ganz normaler Fernsehsender. Die Bezeichnung Ballsender kennzeichnet lediglich, daß der Sender nicht wie üblich über eine Dezimeter-Richtfunkstrecke, sondern von einem Ballempfänger moduliert wird. Dieser ist ein besonders hochwertiger und betriebssicherer Empfänger, der wie jeder andere Fernsehempfänger einen benachbarten Fernsehsender aufnimmt. Das im Ballempfänger demodulierte Videogemisch und Ton-

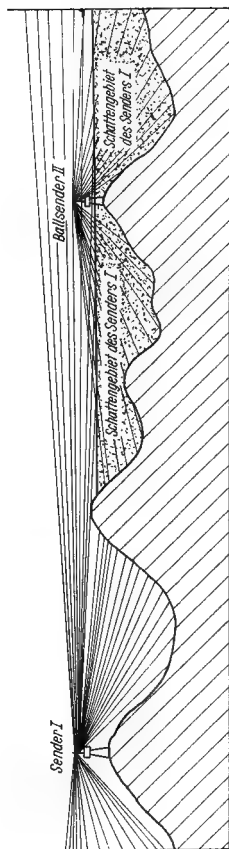


Bild 1.4. Versorgung von Schattengebieten durch einen Fernseh-Ballsender

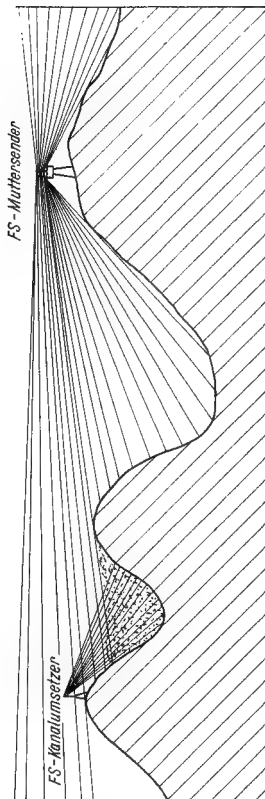


Bild 1.5. Versorgung eines kleinen Schattengebiets durch Fernseh-Kanalumsetzer

signal unterscheidet sich nicht von dem, wie es ein Dezimeter-Richtfunkempfänger liefert. Es wird in gleicher Weise dem Ballsender zugeführt und moduliert diesen. Ohne jede Veränderung könnte man einen Fernseh-Ballsender auch über eine Dezimeter-Richtfunkstrecke modulieren.

Das Ballsystem hat einige Nachteile: Der Übertragungskanal im Fernseh-Frequenzbereich ist weitaus anfälliger gegenüber Störungen, die von außen einfallen (z. B. Überreichweitenstörungen) als eine Dezimeter-Richtfunkstrecke. Weiterhin haben Ausfälle des versorgenden Fernsehsenders einen Modulationsausfall des Ballsenders zur Folge. Fernseh-Ballsender werden deshalb nur in Sonderfällen eingesetzt und haben entsprechend ihrer Aufgabenstellung kleine bis mittlere Strahlungsleistungen. Auch Fernseh-Großsender arbeiten manchmal vorübergehend als Ballsender, und zwar dann, wenn die Dezimeter-Richtfunkstrecke ausfällt und der direkte Empfang eines benachbarten Fernsehsenders möglich ist. Für Reservezwecke hat man in solchen Fällen einen Fernseh-Ballempfänger vorgesehen, der die Modulation des Senders – allerdings mit manchmal verminderter Bildqualität – sicherstellt.

Ein Beispiel für den Einsatz eines Fernseh-Ballsenders ist in Bild 1.4. dargestellt. Daraus geht hervor, daß der Fernsehsender I bestimmte Gebiete – sogenannte Schattengebiete – auf Grund der quasioptischen Ausbreitung nicht erreicht. Mit einem Fernseh-Ballsender II lassen sich bei mittlerer Leistung mehrere größere Abschattungsgebiete versorgen. Durch den erhöhten Standort ist gewährleistet, daß der Sender II über Ballempfang vom Sender I moduliert werden kann. Sender I und Sender II müssen auf verschiedenen Fernsehkanälen arbeiten.

### 1.6.3. Fernseh-Frequenzumsetzer

Ein Fernseh-Frequenzumsetzer, oft auch als Fernseh-Kanalumsetzer oder kurz als Fernsehsumsetzer bezeichnet, empfängt das Hochfrequenzsignal von seinem Muttersender und

setzt dieses – ohne zu demodulieren – in einer Mischstufe auf einen anderen Fernsehkanal um. Es erfolgt also lediglich ein Frequenzwechsel des Bild- und des Tonträgers, Modulationsart und Modulation (Bild- und Tonmodulation) werden nicht verändert. Fernseh-Kanalumsetzer setzt man vorwiegend in gebirgigen Gegenden zur Ausleuchtung kleinerer Schattengebiete ein. Da hierbei vom Fernseh-umsetzer meist nur eng begrenzte Gebiete in geringer Entfernung versorgt werden müssen, sind Leistungen  $< 1\text{ W}$  fast immer ausreichend, zumal sich durch scharfbündelnde Sendantennen die Energie auf das kleine Versorgungsgebiet konzentrieren läßt. In Sonderfällen versieht man Fernseh-Kanalumsetzer mit zusätzlichen Leistungs-Endstufen. In Bild 1.5. ist ein Beispiel für den Einsatz eines Fernseh-Kanalumsetzers dargestellt. In diesem Falle wird ein kleineres Schattengebiet, in dem sich etwa ein Dorf befinden könnte, durch einen vom Fernseh-Muttersender gespeisten Kanalumsetzer versorgt.

#### 1.6.4. Fernseh-Umlenkantennenanlagen

Fernseh-Umlenkantennenanlagen bilden die primitivste Art der Fernsehversorgung in Schattengebieten. Wie Bild 1.6. zeigt, besteht eine Umlenkantennenanlage aus einer Empfangsantenne  $A_1$  und der Abstrahlantenne  $A_2$ . Beide sind

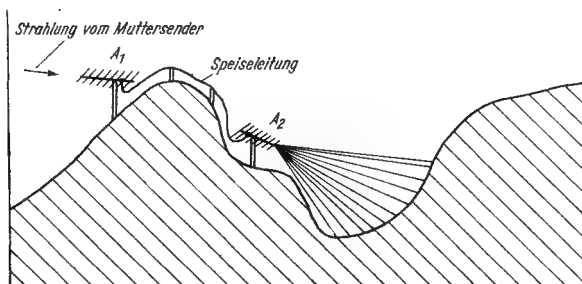


Bild 1.6. Schema einer Fernseh-Umlenkantennenanlage



über eine Speiseleitung miteinander verbunden.  $A_1$  empfängt vom Fernseh-Muttersender eine Hochfrequenzspannung, die von der Speiseleitung zu  $A_2$  weitergeführt wird.  $A_2$  ist auf das zu versorgende Schattengebiet ausgerichtet und strahlt einen gewissen Teil der von  $A_1$  aufgenommenen Empfangsenergie in diese Richtung ab. Da eine solche Anlage die Empfangsspannung nicht verstärkt, sondern einen Teil dieser Spannung nur in eine andere Richtung weiterreicht (umlenkt), nennt man sie *passive* Umlenkanennenanlage. Heute sind nur noch aktive Umlenkanlagen üblich, die sich dadurch kennzeichnen, daß zwischen Empfangsantenne  $A_1$  und Abstrahlantenne  $A_2$  ein Antennenverstärker eingeschaltet ist. Das empfangene Hochfrequenzsignal wird somit verstärkt und über  $A_2$  abgestrahlt. Mit diesem *aktiven* Verfahren ist es möglich auch bei verhältnismäßig geringer Empfangsfeldstärke des Muttersenders bei  $A_1$  diese so zu verstärken, daß das Schattengebiet über  $A_2$  ausreichend versorgt werden kann.

Leider verlangt dieses Versorgungsverfahren Voraussetzungen, die sich nur sehr selten erfüllen lassen. Da keine Umsetzung der Kanalfrequenz erfolgt, besteht die Hauptforderung, daß im zu versorgenden Schattengebiet keine oder nur außerordentlich geringe Restfeldstärken vom Muttersender nachweisbar sein dürfen. Weiterhin darf auch am Standort der Abstrahlantenne  $A_2$  keine direkt oder indirekt einfallende Strahlung des Muttersenders vorhanden sein. Es besteht jedoch häufig die Möglichkeit, daß durch gegenüberliegende Berghänge usw. der Muttersender mehr oder weniger stark in das Abschattungsgebiet reflektiert wird. In Verbindung mit einer Umlenkanennenanlage würden in solchen Fällen Doppelbilder, Plastikerscheinungen und sonstige Beeinträchtigungen der Bildqualität auftreten.

#### 1.6.5. Eindraht-Wellenleiter

In tief eingeschnittenen, schmalen und gewundenen Gebirgstälern, in denen sich häufig langgestreckte, sogenannte

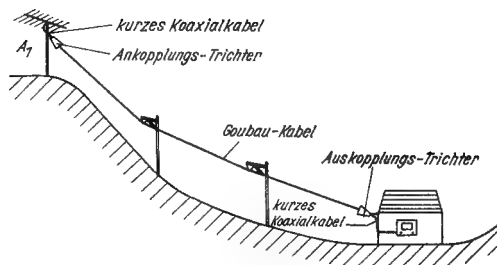
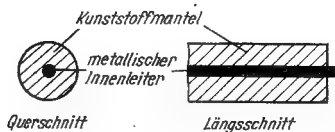


Bild 1.7. Beispiel für die Anordnung einer Goubau-Leitung

Straßensiedlungen befinden, ist es oft nicht möglich, mit herkömmlichen Mitteln alle Fernsehteilnehmer zu versorgen. Ein Fernseh-Kanalumsetzer würde nur den Teil einer Talsiedlung erreichen, der innerhalb der Sicht liegt. Fernsehteilnehmer, die sich jenseits einer Talwindung befinden, würden bereits im Abschattungsgebiet des Fernsehumsetzers liegen. In diesen und ähnlichen Fällen ist der Einsatz eines Eindraht-Wellenleiters zweckmäßig. Eine solche Anlage gibt Bild 1.7. wieder. Auf einer empfangsgünstigen Erhebung befindet sich die Empfangsantenne  $A_1$ , die zum Fernseh-Muttersender gerichtet ist. Das aufgenommene Fernsehsignal wird durch einen Antennen-Mastverstärker noch entsprechend verstärkt. Diese erhöhte Nutzspannung gibt man dann auf die Eindraht-Wellenleitung, die sich als Drahtleitung an Holzmasten befestigt vom Standpunkt der Empfangsantenne  $A_1$  in das Versorgungsgebiet und durch dieses hindurch erstreckt. Meist verlaufen Eindrahtleitungen längs der Ortsstraße, so daß sich Fernsehteilnehmer beider Straßenseiten anschließen können. Die Eindraht-Wellenleitung, nach ihrem Erfinder Dr. Georg Goubau auch Goubau-Leitung genannt, stellt ein verblüffend einfaches Gebilde dar. Sie besteht aus einem metallischen Leiter, der von einer mehr oder weniger dicken Schicht eines Isoliermaterials umgeben ist (Bild 1.8.). Die Fortleitung der Wellen erfolgt entlang dem metallischen Leiter, wobei das um-

gebende Isoliermaterial eine Konzentration des elektromagnetischen Feldes um den Leiter bewirkt. Je nach Durchmesser des Innenleiters sowie Art und Durchmesser des umgebenden Kunststoff-Dielektrikums wird von der Feldenergie ein zylindrischer Luftraum um die Leitung durchsetzt, der etwa 2 bis 3 Wellenlängen im Radius umfaßt. Die die Leitung umgebende Feldstärke nimmt jedoch nach außen hin sehr schnell ab, etwa 90 % der übertragenen Energie strömt in einem Luftraum mit  $0,7 \lambda$  Radius um den Leiter. Dieser Luftraum, den man Grenzdurchmesser nennt, soll frei von metallischen und größeren dielektrischen Gegenständen sein. Die Fortleitung der Energie im umgebenden Luftraum erfolgt praktisch strahlungsfrei, deshalb ist die *Goubau*-Leitung außerordentlich dämpfungsarm. Obwohl die Eindraht-Wellenleitung möglichst geradlinig verlegt werden sollte, sind Richtungsänderungen bis zu einem Knickwinkel von  $20^\circ$  zulässig. Durch allmähliche Richtungsänderungen läßt sich die *Goubau*-Leitung auch um größere Hindernisse oder Kurven herumführen. Es ist der besondere Vorzug eines Eindraht-Wellenleiters, die schlauchartig zusammengefaßte Hochfrequenz verlustarm an jeden beliebigen Ort leiten zu können. Vom VEB *Kabelwerk* Vacha werden zwei Arten von Drahtwellenleitern hergestellt (s. Tabelle 14). Sie dienen vorwiegend zur Verbindung von weit abgesetzten Fernseh-Empfangsantennen mit Empfänger-Gemeinschaften in Orten mit ungünstigen Empfangsbedingungen. Der Typ 2/5-9109.0 wird in Gegenden mit normalen klimatischen Verhältnissen eingesetzt. In Höhenlagen, wo mit Eisbehang und starker Rauhreifbildung zu rechnen ist, sollte der Typ 4/10-9111.0 bevorzugt verwendet werden.

Bild 1.8.  
Der Aufbau des  
Leitermaterials einer  
*Goubau*-Leitung



Die Abnahme des Signals durch die einzelnen Fernsehteilnehmer erfolgt sehr einfach durch einen innerhalb des Grenzdurchmessers an die Eindrahtleitung angekoppelten Dipol. Derartige Anlagen haben sich im Mittelgebirgsraum der DDR seit Jahren vorzüglich bewährt.

## 2. Die Fernsehantenne

Als der Hörrundfunk noch in den Kinderschuhen steckte, war eine lange und in möglichst großer Höhe angebrachte Drahtantenne von größter Bedeutung. Damals arbeiteten die Mittelwellensender noch mit verhältnismäßig kleinen Strahlungsleistungen, und die Senderdichte war so gering, daß gegenseitige Störungen kaum auftraten. Da zu dieser Zeit auch die Empfänger keineswegs besonders empfindlich waren, mußte man schon eine gute Hochantenne besitzen, um beispielsweise eine Sendung aus Budapest oder Rom empfangen zu können. Das Drahtchaos über unseren Dächern wäre nicht ausdenkbar, wenn heute jeder Besitzer eines Rundfunkempfängers eine „schöne lange“ Hochantenne ausspannen würde. Das ist glücklicherweise nicht erforderlich, denn inzwischen wurden Senderleistung, Senderdichte und Empfängerempfindlichkeit so gesteigert, daß auch schon „ein Stückchen Draht“ bzw. eine Innen- oder Gehäuseantenne im Mittelwellenbereich mehr Sender bringt, als unser Rundfunkempfänger manchmal „verdaut“. Auch das UKW-Rundfunksendernetz wurde bereits so ausgebaut, daß man in Verbindung mit einem modernen Empfangsgerät in den meisten Fällen auf eine Außenantenne verzichten kann und mit dem Gehäusedipol auskommt.

Völlig anders ist die Situation beim Fernsehempfang. Der Fernsehempfänger benötigt zur Wiedergabe eines rauschfreien Bildes eine erheblich größere Empfangsspannung als etwa ein UKW-Rundfunkempfänger für einwandfreien Tonempfang. Während beim Hörempfang im UKW-FM-Bereich fehlbemessene Antennen oder Behelfsantennen lediglich eine geringere Empfangsspannung, jedoch keine Verminderung der Tonqualität verursachen, liefert eine unzuweckmäßige Fernsehantenne nicht nur ein verrauschtes Bild, sondern es können dazu noch Plastikerscheinungen, Doppelbilder und sonstige Verschlechterungen der Bildqualität auftreten.

Man kann deshalb sagen, daß die Fernsehantenne direkten Einfluß auf die Güte des empfangenen Fernsehbilds hat. Dieser Tatsache muß beim Farbfernsehen besonders entgegengehalten werden. Im Normalfall ist daher eine gute Außenantenne für einen guten Fernsehempfang unerlässlich. Zu einer optimal wirksamen Antennenanlage gehört aber nicht nur, daß die Antenne und ihre Ableitung von einwandfreier elektrischer und mechanischer Beschaffenheit sind, sondern daß auch der Antennenstandpunkt richtig gewählt wird. Man kann aber nur dann die Leistungsfähigkeit einer Antenne und deren günstigste Anbringung beurteilen, wenn man die Theorie der Antennentechnik kennt.

## 2.1. Der Halbwellendipol

Das einfachste und gleichzeitig am stärksten verbreitete Resonanzgebilde in der Antennentechnik ist der Halbwellendipol. Er bildet das Grundelement fast aller Antennenformen und wurde bereits im Jahre 1880 von *Heinrich Hertz* verwendet. Um Eigenschaften und Wirkungsweise von Antennen verstehen zu können, muß man sich zuerst mit der Theorie des Halbwellendipols beschäftigen. Wie schon der Name sagt, hat der Halbwellendipol eine Längenausdehnung, die der halben Wellenlänge ( $\lambda/2$ ) der jeweils verwendeten Frequenz entspricht. In diesem Falle befindet sich der Dipol *in Resonanz* mit der Wellenlänge (Bild 2.1.). Der Ausdruck Dipol bedeutet Zweipol und kennzeichnet, daß der Halbwellenstrahler in seiner geometrischen Mitte aufgetrennt ist. An den dort entstandenen zwei Polen, den Speisepunkten, kann man die Speiseleitung anschließen.

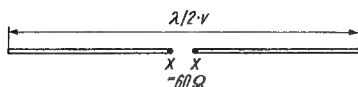


Bild 2.1.  
Der gestreckte  
Halbwellendipol

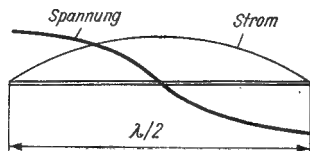
### 2.1.1. Die Strom- und Spannungsverteilung auf einem Halbwellendipol

Wenn man einen Leiter, dessen elektrische Länge der halben Wellenlänge entspricht, in seiner Resonanzfrequenz erregt, bilden sich auf ihm *stehende Wellen* aus, die eine Abstrahlung der Hochfrequenzenergie ermöglichen. *Stehende Wellen* sind dadurch gekennzeichnet, daß an bestimmten Punkten der Strom nahezu Null ist, während er an anderen Punkten seinen Höchstwert erreicht.

Aus der in Bild 2.2. gezeigten Strom/Spannungs-Verteilung beim  $\lambda/2$ -Strahler ersieht man, daß in der Strahlermitte der Strom ein Maximum hat (Strombauch), während dort gleichzeitig ein Spannungsminimum (Spannungsknoten) vorhanden ist. An den beiden Strahlerenden findet man umgekehrte Verhältnisse vor: Das Stromminimum (Stromknoten) fällt mit einem Spannungsmaximum (Spannungsbauch) zusammen. Aus der Strom/Spannungs-Verteilung erklärt sich, daß die Elemente von UKW-Antennen häufig in ihrer geometrischen Mitte metallisch mit dem geerdeten Antennen-träger verbunden sind. Solche Elemente werden im Spannungsknoten gehalten, denn wo Spannungsnull herrscht, können auch keine Verluste auftreten. Man kann also im Spannungsminimum die Elemente ohne Bedenken erden. Mit der Strom/Spannungs-Verteilung auf einem Strahler erhält man gleichzeitig einen Überblick über die Widerstandsverhältnisse. Vom Ohmschen Gesetz her ist bekannt, daß aus Spannung und Strom ein bestimmter Widerstand resultiert

$$\frac{\text{Spannung}}{\text{Strom}} = \text{Widerstand.}$$

Bild 2.2.  
Die Strom- und Spannungs-  
verteilung auf einem Halbwellen-  
strahler



Theoretisch könnte man also für jeden beliebigen Punkt des Strahlers dessen Impedanz (Scheinwiderstand) errechnen, sofern Strom und Spannung bekannt sind. Wir begnügen uns mit der folgenden wichtigen Feststellung:

Strahlerenden = großer Scheinwiderstand, da größte Spannung und geringster Strom;

Strahlermitte (beim Halbwellendipol) = kleiner Scheinwiderstand, weil Spannungsminimum und großer Strom.

### 2.1.2. Der Strahlungswiderstand

Der Strahlungswiderstand ist eine Rechengröße, mit der sich der Leistungshaushalt einer Antenne veranschaulichen läßt. Er ergibt sich aus dem Verhältnis Spannung : Strom auf einem Antennenleiter. Um verschiedene Antennen miteinander vergleichen zu können, bezeichnet man als Strahlungswiderstand immer den im Spannungsminimum liegenden Kleinstwert des Widerstands. Der theoretisch berechnete Strahlungswiderstand eines gestreckten Halbwellendipols beträgt ungefähr  $74 \Omega$ . Dieser Wert gilt aber nur, wenn der Antennenleiter unendlich dünn ist und sich im freien Raum befindet. Da man jedoch weder einen unendlich dünnen Antennenleiter darstellen kann noch die idealen Verhältnisse des freien Raumes vorfindet, muß man mit einem Strahlungswiderstand um  $60 \Omega$  rechnen. Die Speisung eines Halbwellendipols erfolgt im Strombauch (geometrische Mitte). Deshalb ist der Strahlungswiderstand gleich dem Eingangswiderstand des Strahlers.

Es wird auffallen, daß immer wieder von *Strahlungswiderstand* und *Strahler* gesprochen wird, obwohl eine Empfangsantenne bekanntlich nicht strahlt, sondern nur empfängt. Gemäß dem Reziprozitätsgesetz sind jedoch alle die Wirkung bestimmenden Eigenschaften einer Antenne für den Sendefall und für den Empfangsfall die gleichen. Untersucht man demnach eine bestimmte Charakteristik einer Antenne, z. B. das Richtdiagramm oder den Antennengewinn, so hat das Ergebnis in gleicher Weise für die Ver-



wendung als Sendeantenne und als Empfangsantenne Gültigkeit. Im allgemeinen lassen sich die Vorgänge für den Sendefall anschaulicher erklären, deshalb wird diese Darstellungsweise häufig vorgezogen. Das Ergebnis kann jedoch in Theorie und Praxis vollgültig für den Anwendungsfall Empfangsantenne übertragen werden.

### 2.1.3. Der Halbwellendipol als Schwingkreis

Jeder Leiter ist mit Selbstinduktion und Kapazität behaftet. Bei einem gestreckten Leiter, wie ihn der Halbwellendipol darstellt, sind Induktivität und Kapazität über die Leiterlänge gleichmäßig verteilt. Man kann den Halbwellendipol als offenen Schwingkreis betrachten und ihm auch die Eigenschaften eines solchen zuordnen. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises wird durch die Größe von Selbstinduktion und Kapazität bestimmt. Die Resonanzfrequenz eines Halbwellendipols unterliegt den gleichen Bedingungen. Induktivität und Kapazität – und damit die Resonanzfrequenz – werden im wesentlichen durch die geometrischen Abmessungen des Strahlers bestimmt. Bei Vernachlässigung der Kreisverluste ist die Güte eines Schwingkreises von dessen  $L/C$ -Verhältnis abhängig. Dabei ergibt ein großes  $L/C$ -Verhältnis (große Selbstinduktion bei kleiner Kapazität) einen schmalbandigen, resonanzscharfen Kreis hoher Güte. Mit kleinem  $L/C$ -Verhältnis (kleine Selbstinduktion und große Kapazität) wird der Kreis breitbandig und weniger resonanzscharf.

Auch bezüglich seiner Bandbreite verhält sich der Halbwellenstrahler wie ein Schwingkreis: Ein dicker Strahler hat auf Grund seiner verhältnismäßig großen Oberfläche eine größere Kapazität als ein gleich langer Strahler aus dünnem Material. Der dicke Strahler hat demnach ein kleineres  $L/C$ -Verhältnis als der dünne Strahler; er ist deshalb weniger resonanzscharf. Die Ausdrücke „dicker Strahler“ und „dünner Strahler“ sind nicht exakt. Sie werden es erst, wenn man sie in ein Verhältnis zur Wellenlänge bringt.

Das Verhältnis Wellenlänge zu Strahlerdurchmesser ( $\lambda/d$ ) nennt man *Schlankheitsgrad*. Ausgesprochene Breitbandantennen erkennt man im allgemeinen an der großen Strahleroberfläche (z. B. Flächen- oder Schmetterlingsdipole), sie stellen infolge ihrer großen Umgebungskapazität einen Schwingkreis mit kleinem L/C-Verhältnis dar. Vom *Schlankheitsgrad* eines Dipols ist nicht nur sein L/C-Verhältnis abhängig, sondern auch sein Verkürzungsfaktor und der Funkpunktwiderstand.

#### 2.1.4. Der Verkürzungsfaktor eines Halbwellendipols

Bei den bisherigen Betrachtungen wurde nicht zwischen *mechanischer* und *elektrischer* Länge eines Dipols unterschieden. Tatsächlich wären mechanische und elektrische Länge einer Antenne aber nur dann gleich, wenn man den Antennenleiter unendlich dünn fertigen könnte. Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Schwingungen auf einem Draht oder Metallrohr ist etwas geringer als die Lichtgeschwindigkeit. Hinzu kommen kapazitive Einflüsse, besonders an den Antennenenden, die sich wie eine Antennenverlängerung auswirken. Die wirkliche Strahlerlänge (mechanische Länge) muß deshalb gegenüber der elektrischen Länge um einige Prozent verkürzt werden. Dieser Verkürzungsfaktor ist kaum exakt zu bestimmen, da ihn Erdverhältnisse, Antennenhöhe und -umgebung beeinflussen. Im UKW- und Dezimetergebiet ist der Verkürzungsfaktor außerdem noch stark vom Schlankheitsgrad des Strahlers abhängig. Der Einfluß des Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnisses beruht darauf, daß ein dicker Strahler eine größere Kapazität als ein gleich langer dünner Strahler hat. In jedem Schwingkreis, dessen Kapazität vergrößert wird, verschiebt sich dessen Resonanzfrequenz nach niedrigeren Werten hin. Auch die Resonanzfrequenz des dicken Leiters liegt darum niedriger als die des gleich langen schlanken Leiters. Um beide Strahler auf gleiche Resonanzfrequenz zu bringen, muß die grö-

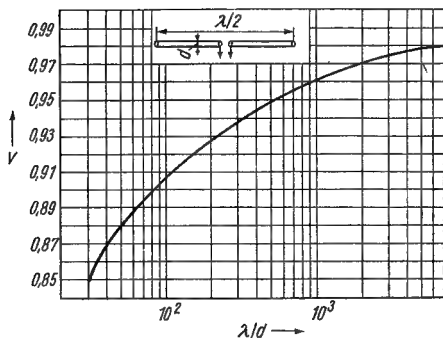


Bild 2.3. Der Verkürzungsfaktor eines Halbwellendipols als Funktion seines Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnisses

fiere Kapazität des dicken Strahlers durch eine weitere Verkürzung ausgeglichen werden. Bei gleicher Resonanzfrequenz ist deshalb ein dicker Strahler immer kürzer als ein schlanker Dipol.

Zur schnellen Bestimmung des Verkürzungsfaktors von Halbwellendipolen in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad dient die Kurve in Bild 2.3.

### Beispiel

Gesucht wird die mechanische Strahlerlänge eines Halbwellendipols für 200 MHz. Es soll Ahrohr mit einem Durchmesser von 10 mm verwendet werden.

200 MHz entsprechen einer Wellenlänge von 150 cm. Daraus errechnet sich das Verhältnis  $\lambda/d$  mit

$$150 \text{ cm} : 1 \text{ cm} = 150.$$

Entsprechend Bild 2.3. ist für ein Verhältnis  $\lambda/d = 150$  ein Verkürzungsfaktor  $V$  von 0,92 einzusetzen. Die richtige Strahlerlänge ergibt sich demnach:

$$\frac{\lambda}{2} \cdot V = \frac{150}{2} \cdot 0,92 = 69 \text{ cm}$$

Die für die Berechnung von Halbwellendipolen im UKW-Bereich oft angegebene Faustformel

$$\text{Strahlerlänge} = \frac{141}{f}$$

(Strahlerlänge in m, f in MHz)

berücksichtigt den Schlankheitsgrad des Strahlers nicht und ist deshalb nur bedingt brauchbar.

### 2.1.5. Die effektive Länge und effektive Höhe des Halbwellendipols

Die Größe der Spannung, die eine Antenne dem sie umgebenden elektromagnetischen Feld entnehmen kann, ist von folgenden zwei Faktoren abhängig:

- von der elektrischen Feldstärke der elektromagnetischen Welle am Antennenstandort (Empfängerort) und
- von der effektiven (wirksamen) Länge bzw. Höhe der Empfangsantenne.

Die elektrische Feldstärke gibt man in V/m (mV/m,  $\mu\text{V/m}$ ) an, die Einheit für eine elektrische Spannung wird also mit einer Längeneinheit in Beziehung gebracht. Daraus geht hervor, daß die Feldstärke räumlich verteilt ist. Bringt man in das elektromagnetische Feld einen Leiter, z. B. einen Halbwellendipol, so wird in diesem eine Spannung induziert. Unabhängig von der Wellenlänge vergrößert sich diese Spannung um so mehr, je länger der Antennenleiter ist. Auf einem in Resonanz befindlichen Dipol verteilt sich der Strom sinusförmig. Aus diesem Grunde ist auch die wirksame Länge eines Dipols nicht gleich der mechanischen Länge. Die wirksame oder effektive Länge  $L_{\text{eff}}$  eines Halbwellendipols beträgt

$$L_{\text{eff}} = \frac{\lambda}{\pi}. \quad (8)$$

Ersetzt man die Wellenlänge  $\lambda$  durch die Frequenz  $f$ , so ergibt sich

$$L_{\text{eff}} = \frac{95,5}{f}; \quad (9)$$

$f$  in MHz.

Aus der elektrischen Feldstärke  $E$  am Antennenstandort und der effektiven Länge  $L_{\text{eff}}$  des Empfangsdipols kann die in diesem induzierte Spannung  $U$  errechnet werden

$$U = E \cdot L_{\text{eff}}. \quad (10)$$

Für  $L_{\text{eff}}$  kann man nach (8) setzen

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{3,14} \quad (11)$$

oder nach (9)

$$U = E \cdot \frac{95,5}{f}; \quad (12)$$

$f$  in MHz.

Die vom Halbwellendipol aufgenommene Spannung wird zum Empfänger weitergeleitet. Maximale Energieübertragung findet dann statt, wenn der Speisepunktwiderstand (Strahlungswiderstand) gleich dem Eingangswiderstand des Empfängers ist. In diesem Falle – man nennt ihn Anpassung – steht die vom Dipol induzierte Gesamtspannung zur Hälfte am Empfängereingang zur Verfügung. Die andere Hälfte wird von der Antenne in der Form von elektromagnetischen Schwingungen wieder ausgestrahlt. Das beruht darauf, daß der Antennenwiderstand – der in diesem Falle gleich dem Strahlungswiderstand ist – und der Empfängereingangswiderstand einander parallelliegen. Da beide den gleichen Widerstandswert haben, muß sich auch die Gesamtspannung auf beide Widerstände gleichmäßig verteilen, so daß an jedem Einzelwiderstand die Hälfte der Gesamtspannung vorhanden ist.

Die bei Anpassung verfügbare Empfängereingangsspannung bei Verwendung eines Halbwellendipols errechnet man nach der Formel

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{6,28} ; \quad (13)$$

$U$  = Spannung am Empfängereingang in  $\mu V$ ,  $E$  = Feldstärke am Antennenstandort in  $\mu V/m$ ,  $\lambda$  = Wellenlänge in m, 6,28 = Konstante =  $2\pi$ . Die Wellenlänge  $\lambda$  kann auch durch die Frequenz  $f$  ersetzt werden. Dann ergibt sich für den gestreckten Halbwellendipol

$$U = E \cdot \frac{47,8}{f} ; \quad (14)$$

$f$  in MHz.

Es kann festgestellt werden, daß sich alle Berechnungen der Empfangsspannung auf die effektive Antennenlänge beziehen. Wenn bisher von der effektiven Antennenhöhe noch nicht die Rede war, so geschah das, weil effektive Länge und effektive Höhe rechnerisch identisch sind. Sie unterscheiden sich nur in der Betrachtungsweise, und zwar spricht man bei symmetrischen Antennen – und nur mit diesen haben wir es bei Fernsehempfangsantennen zu tun – von effektiver Länge, während man unsymmetrischen Antennen den Begriff effektive Höhe zuordnet. Mit der Aufbauhöhe über dem Erdboden bzw. der Länge des Tragemastes hat die effektive Höhe einer Antenne überhaupt nichts zu tun.

In Auswertung der Formel (13) kann man folgende Feststellung treffen: Bei gleicher Feldstärke  $E$  wird die Empfangsspannung  $U$  eines resonanten Halbwellendipols um so höher, je größer die Wellenlänge ist.

### *Beispiel*

An einem Empfangsort beträgt die Feldstärke  $E$  eines Fernsehenders Band I Kanal 3 ( $\lambda \approx 5,20$  m)  $3000 \mu V/m$ . Wie hoch ist die Empfangsspannung  $U$ , die ein auf Resonanz

abgestimmter Halbwellendipol bei Anpassung und ohne Berücksichtigung von Verlustwiderständen an den Empfängereingang liefern kann?

Nach Formel (13) beträgt die Spannung

$$U = 3\,000 \cdot \frac{5,20}{6,28} = 2\,484 \mu\text{V}.$$

Würde der Sender z. B. im Band III Kanal 8 ( $\lambda \approx 1,50$  m) arbeiten und ebenfalls eine Feldstärke von  $3000 \mu\text{V/m}$  am Empfangsort erzeugen, so ergäbe ein resonanter Halbwellendipol unter gleichen Umständen folgende Empfangsspannung:

$$U = 3\,000 \cdot \frac{1,50}{6,28} = 717 \mu\text{V}.$$

Schließlich können bei gleicher Feldstärke im Band IV Kanal 30 ( $\lambda \approx 0,55$  m) unter gleichen Bedingungen nur noch

$$U = 3\,000 \cdot \frac{0,55}{6,28} = 263 \mu\text{V}$$

dem Empfängereingang zugeführt werden.

Daraus geht hervor, daß man bei gleicher Feldstärke mit einem Halbwellendipol im Fernsehband I etwa die vierfache Antennenspannung erhält wie mit einem Halbwellendipol im Band III bzw. die zehnfache Antennenspannung eines Dipols im Band IV. Anders ausgedrückt: Ein einfacher Halbwellendipol im Band I liefert die gleiche Empfangsspannung wie eine Richtantenne mit sechsfachem Leistungsgewinn (12 dB) im Band III und einhundertfachem Leistungsgewinn (20 dB) im Band IV.

## 2.1.6. Das Richtdiagramm des Halbwellendipols

Eine Antenne, die aus allen Richtungen gleich gut empfängt bzw. nach allen Richtungen gleiche Energie abstrahlt,

existiert nur in der Theorie und wird dort als *Isotropstrahler* oder *Kugelstrahler* bezeichnet. Jede Antenne, die sich praktisch darstellen läßt, hat eine bestimmte Richtwirkung, d. h., sie strahlt nicht in alle Richtungen gleich viel Energie ab. Es ist gleichgültig, ob man eine Antenne zum Senden oder zum Empfangen verwendet, ihre Richtwirkung bleibt immer die gleiche.

Um ein wahres Bild vom Richtdiagramm einer Antenne zu erhalten, müßte man dieses dreidimensional darstellen. In der Praxis der Fernsehempfangsantennen genügt es jedoch, die Richtwirkung in der horizontalen und in der vertikalen Ebene zu beschreiben.

Die Ermittlung der Richtkennlinie in der horizontalen Ebene kann z. B. dadurch erfolgen, daß man mit der drehbar aufgebauten Antenne einen bestimmten Sender empfängt und die Empfangsspannung in Abhängigkeit vom Drehwinkel bei möglichst vielen Antennenstellungen feststellt. Dabei muß das Anzeigeinstrument des Meßempfängers in Spannungswerten geeicht sein, die Regelspannung wird abgeschaltet. Benutzt man ein Fernsehgerät als Meßempfänger, muß die zu den geregelten Stufen führende Regelspannungsleitung aufgetrennt werden, und die Verstärkerstufen erhalten über eine Batterie eine von der Empfangsspannung unabhängige negative Vorspannung. Die am Regelspannungsgleichrichter erzeugte Regelspannung wird von einem hochohmigen Spannungsanzeiger (z. B. Röhrenvoltmeter) gemessen. Die gefundenen Spannungswerte werden dann nach Richtung und Größe auf Polarkoordinatenpapier übertragen. Verbindet man die einzelnen Meßpunkte miteinander, so erhält man ein anschauliches Abbild der Richteigenschaften in der Horizontalebene. Die Messungen sind jedoch in freiem und ebenem Gelände durchzuführen, damit die Ergebnisse nicht durch Reflexionen verfälscht werden.

Bild 2.4. zeigt das *normierte* horizontale Richtdiagramm eines waagrechten Halbwellendipols. Um ein *normiertes* Richtdiagramm zu erhalten, setzt man die maximal gemessene Spannung unabhängig von ihrer Größe gleich dem



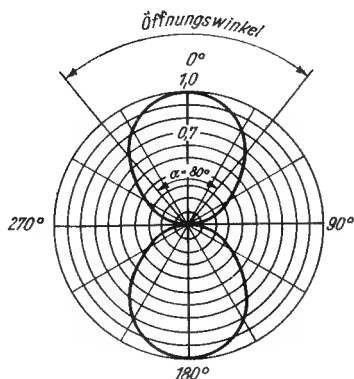


Bild 2.4.  
Die normierte horizontale  
Richtcharakteristik eines  
waagrechtten Halb-  
wellendipols

Zahlenwert 1,0 und bringt alle übrigen Spannungsmesswerte dazu ins Verhältnis. Hat man z. B. eine maximale Spannung von 500 mV gemessen und die übrigen Messwerte betragen 400; 350; 300; 200; 150; 50 und 10 mV, so entsprechen 500 mV dem Wert 1,0 und die übrigen Spannungswerte in der Reihenfolge den Zahlenwerten 0,8; 0,7; 0,6; 0,4; 0,3; 0,1 und 0,02. Diese Zahlenwerte sind in der dazugehörigen Richtung auf das Polarkoordinatenpapier zu übertragen. Zu beachten ist außerdem, daß in der normierten Richtcharakteristik die höchste Spannung mit dem Wert 1,0 immer unter dem Winkel  $0^\circ$  eingetragen wird. Die übrigen Messwerte sind in ihrer Richtung entsprechend dieser Bezugsrichtung zu übertragen. Die konzentrischen Kreise um den Mittelpunkt des Polarkoordinatensystems bilden den Maßstab für die Feldstärke, wobei der Mittelpunkt den Wert Null darstellt und dem äußersten Kreis der Wert 1,0 zugeteilt ist. Die radialen Linien markieren die 360 Winkelgrade des Vollkreises und dienen somit der Richtungsbestimmung. Das Horizontaldiagramm des Halbwellendipols hat die Form einer Acht, man spricht deshalb auch von einer *Achtercharakteristik*. Aus der Richtkennlinie kann man ersehen, daß sich die größte elektrische

Feldstärke senkrecht zur Dipolachse ausbildet, und zwar gleichmäßig nach beiden Seiten. In der Achsrichtung zeigt die Strahlung ein ausgeprägtes Minimum. Das gezeichnete Diagramm ist idealisiert und verändert sich oftmals ungewollt durch Einflüsse der Umgebung.

Aus der Richtkennlinie einer Antenne kann man auch deren *Öffnungswinkel* ersehen. Es ist der Winkel, der einen Bereich einschließt, in dem die Spannung zu beiden Seiten des Höchstwertes 1,0 auf den Wert 0,7

$$(\text{genauer auf den Wert } \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707)$$

absinkt. Wie Bild 2.4. zeigt, beträgt der Öffnungswinkel  $\alpha$  für den Halbwellendipol rund  $80^\circ$ . Entsprechend der betrachteten Ebene unterscheidet man zwischen dem horizontalen und dem vertikalen Öffnungswinkel. Die Richtkennlinie einer Antenne kann auch in rechtwinkligen Koordinaten dargestellt werden. Wegen der besseren Anschaulichkeit des Polarkoordinatensystems wird dieses jedoch allgemein bevorzugt.

## 2.2. Der Faltdipol

Eine Abart des gestreckten Halbwellendipols bildet der Faltdipol, auch Schleifendipol genannt (Bild 2.5). Er ist aus der Parallelschaltung zweier Halbwellenelemente entstanden. Die Richtkennlinie des Faltdipols entspricht der des gestreckten Dipols (s. Bild 2.4.). Durch die Parallelschaltung zweier Halbwellenelemente beim Schleifendipol verringert sich dessen Induktivität gegenüber einem gestreck-

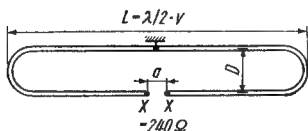


Bild 2.5.  
Der Faltdipol

ten Dipol auf die Hälfte, während sich die Kapazitäten addieren. Das L/C-Verhältnis des Schleifendipols wird dadurch kleiner als das des gestreckten Dipols. Deshalb weist der Faltdipol auch eine etwas größere Bandbreite auf als ein gestreckter Dipol.

Wird aus dem gestreckten Dipol durch Hinzufügen eines zweiten parallelen Elements gleicher Stärke ein Faltdipol, so verteilt sich der Antennenstrom gleichmäßig auf beide Elemente. Bei gleicher Strahlungsleistung ist demnach beim Schleifendipol der Antennenstrom nur noch halb so groß wie beim gestreckten Dipol. Aus dem Ohmschen Gesetz läßt sich herleiten, daß der Faltdipol einen viermal größeren Strahlungswiderstand hat als der gestreckte Halbwellendipol. Man kann deshalb beim Faltdipol mit einem Fußpunkt-widerstand von 240 bis 280  $\Omega$  rechnen.

Die effektive Länge eines Faltdipols beträgt

$$L_{\text{eff}} = \frac{2 \lambda}{3,14} \quad (15)$$

und ist damit doppelt so groß wie die eines gestreckten Dipols. Daraus ergibt sich eine Antennenspannung

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{3,14} \quad (16)$$

oder

$$U = E \cdot \frac{95,6}{f}; \quad (17)$$

$U$  = Empfangsspannung in  $\mu\text{V}$ ,  $E$  = Feldstärke in  $\mu\text{V/m}$ ,  
 $f$  = Frequenz in MHz.

Vergleicht man mit Formel (3) bzw. (14), so kann man feststellen, daß der Faltdipol eine um den Faktor 2 höhere Spannung als der gestreckte Halbwellendipol abgibt. Da aber im Faltdipol nur der halbe Strom fließt, ist für beide Bauformen die abgestrahlte bzw. aufgenommene Leistung die gleiche. In der Leistungsbilanz beider Dipolarten besteht deshalb kein Unterschied, der Faltdipol hat lediglich

einen höheren Strahlungswiderstand ( $240 \Omega$ ) als ein gestreckter Halbwellendipol ( $60 \Omega$ ).

Die Antennenindustrie verwendet seit Jahren fast nur noch den Schleifendipol als gespeistes Element von Fernsehantennen. Entscheidend dafür war, daß die modernen Fernsehempfänger einen Eingangswiderstand von  $240 \Omega$  symmetrisch haben und auch die symmetrischen Speiseleitungen für Empfangszwecke mit einem Wellenwiderstand von  $240 \Omega$  genormt sind.

Außerdem ergeben sich in mechanischer Hinsicht einige Vorteile, denn ein Faltdipol kann z. B. in der geometrischen Mitte des nicht unterbrochenen Strahlerteils direkt und metallisch leitend auf dem Elementträger befestigt werden (Spannungsminimum). Wer jedoch mit Antennen experimentiert, wird am Schleifendipol weniger Freude haben, denn nachträgliche Längenänderungen sind schwierig durchzuführen.

Der Verkürzungsfaktor des Schleifendipols ist gleich dem des gestreckten Halbwellendipols, wobei auch hier der Schlankheitsgrad berücksichtigt werden muß. Zur Ermittlung des Verkürzungsfaktors in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad gilt für den Faltdipol gleichfalls die Darstellung nach Bild 2.3. Der Abstand  $D$  der beiden parallelen Antennenteile ist nicht sehr kritisch; er darf maximal bis  $\lambda/20$  betragen. Für Fernsehantennen im Band I sind 100 mm ein brauchbarer Mittelwert, während im Band III 50 mm und im Band IV 35 mm bis 40 mm sich als günstig erweisen. Auch der Zwischenraum zwischen den Speisepunkten XX unterliegt keiner starren Regel. Zweckmäßig wird bei allen Fernseshändern ein Abstand von 10 mm bis 20 mm eingehalten.

Eine einfache und oft angewandte Möglichkeit, den Fußpunktwiderstand eines Schleifendipols zu verändern, be-



Bild 2.6.

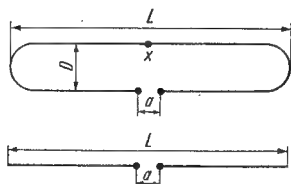
Der Schleifendipol mit verschiedenen Elementdurchmessern

steht in der unterschiedlichen Wahl des Durchmessers der beiden Halbwellenstücke (Bild 2.6.). Wird der Durchmesser des nicht unterbrochenen Halbwellenstückes  $d_2$  größer als der des gespeisten Dipols  $d_1$ , so erhöht sich der Eingangswiderstand. Er erhält damit einen größeren Wert als der des normalen Faltdipols. Ist  $d_1 > d_2$ , so verkleinert sich der Fußpunktswiderstand.

Den wirksamen Eingangswiderstand eines aus verschiedenen dicken Stäben aufgebauten Faltdipols ( $d_2 > d_1$ ) kann man aus den Kurven Bild 2.7. ansehen.

*Tabelle 2 Resonanzlängen von gestreckten Dipolen und Schleifendipolen in Abhängigkeit vom Elementdurchmesser*

Bereich	Länge L bei Elementdurchmesser			
	von 5 mm	10 mm	15 mm	Abstand D mm
Band I				
Kanal 2	2874	2855	2845	100
Kanal 3	2520	2500	2495	100
Kanal 4	2245	2230	2220	100
UKW-Rundfunk (87,5 ... 100 MHz)	1535	1515	1510	100
Band III				
Kanal 5	800	790	780	50
Kanal 6	770	760	750	50
Kanal 7	740	730	725	50
Kanal 8	715	705	700	50
Kanal 9	690	680	675	50
Kanal 10	665	655	650	50
Kanal 11	642	632	628	50
Kanal 12	625	615	610	50





stärke zu erzielen. Dieses Leistungsverhältnis wird in Dezibel (dB) ausgedrückt, es ist der zehnfache Wert des Logarithmus (zur Basis 10) eines beliebigen Leistungsverhältnisses

$$10 \cdot \lg \frac{P_1}{P_2} = \text{Anzahl der dB.} \quad (18)$$

Bei der Kennzeichnung des Gewinns von Empfangsantennen betrachtet man im allgemeinen das *Spannungsverhältnis* verglichen mit dem Normaldipol. Um ein *Spannungsverhältnis* in dB zu kennzeichnen, wird mit dem zwanzigfachen Wert des Logarithmus eines beliebigen *Spannungsverhältnisses* gerechnet:

$$20 \cdot \lg \frac{U_1}{U_2} = \text{Anzahl der dB.} \quad (19)$$

Angenommen, ein einfacher Dipol würde eine Nutzs-  
pannung von  $100 \mu\text{V}$  an den Empfängereingang liefern, es  
wären jedoch  $400 \mu\text{V}$  erwünscht, so müßte der Normal-  
dipol durch eine leistungsfähige Antenne mit einem vier-  
fachen Spannungsgewinn ersetzt werden. Da ein Span-

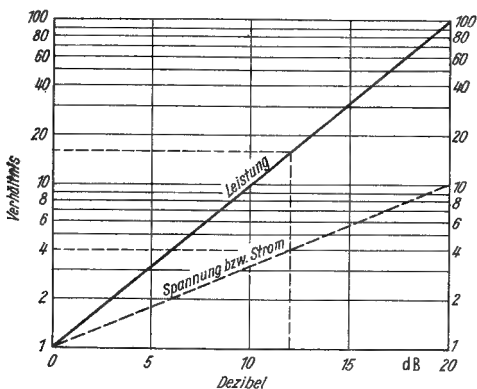


Bild 2.8. Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnis des Gewinns in .  
Dezibel

nungsverhältnis von 4 : 1 einem Gewinn von 12 dB entspricht, müßte man eine Antenne wählen, die mit einem Gewinn von 12 dB angegeben ist. Die Angabe des Antennengewinns in Dezibel drückt sowohl den Leistungs- als auch den Spannungszuwachs aus. Zwischen Spannungs- und Leistungsgewinn besteht ein natürlicher Zusammenhang. Der Spannungsgewinn ist gleich der Wurzel aus dem Leistungsgewinn, bzw. es entspricht der Leistungsgewinn dem Quadrat des Spannungsgewinns. Wenn also eine Antenne mit einem Gewinn von 12 dB angegeben wird, so gewährleistet diese einen sechzehnfachen Leistungsgewinn, entsprechend einem vierfachen Spannungsgewinn. Dieses Beispiel ist im Nomogramm (Bild 2.8.) gestrichelt eingezeichnet.

Nicht nur der Gewinn einer Anordnung, sondern auch die Dämpfung wird in Dezibel angegeben. Dabei können die dB-Werte einfach addiert bzw. subtrahiert werden. Angenommen, eine Antenne wird mit einem Gewinn von 12 dB angegeben, die Verluste auf der Speiseleitung betragen aber 5 dB, so ist der Gewinn der Gesamtanordnung noch  $12 \text{ dB} - 5 \text{ dB} = 7 \text{ dB}$ . Aus dem Nomogramm (Bild 2.8.) können die Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnisse in dB ermittelt werden. Im Anhang des Teiles II ist außerdem eine Tabelle enthalten, aus der sich die gewünschten Angaben direkt ablesen lassen.

Mitunter werden Gewinne bzw. Dämpfungen in Neper angegeben. Es besteht hier der Zusammenhang

$1 \text{ Dezibel} = 0,116 \text{ Neper}$ ;  $1 \text{ Neper} = 8,686 \text{ Dezibel}$ .

## 2.4. Halbwellendipole mit parasitären Elementen

Ein Halbwellendipol wird zu einem Richtstrahler mit einseitiger Richtcharakteristik, wenn man parallel zu ihm in bestimmtem Abstand ein zweites Element anbringt, das etwas länger oder kürzer als der Halbwellendipol ist. Da solche zusätzlichen Elemente nicht direkt, sondern nur über die Strahlungskopplung mit dem gespeisten Dipol verbunden sind, nennt man sie auch Parasitärelemente. Antennen



kennzeichnet man nach der Anzahl der vorhandenen Elemente (ist z. B. ein Dipol mit zwei parasitären Elementen versehen, so spricht man von einer 3-Element-Antenne). Antennen mit mehreren parasitären Elementen wurden erstmalig im Jahre 1926 von den Japanern *H. Yagi* und *S. Uda* beschrieben. Sie werden deshalb *Yagi*-Antennen genannt.

Industriell hergestellte Fernsehantennen sind meistens nach dem *Yagi*-Prinzip aufgebaut. Parasitärelemente, die länger als der gespeiste Halbwellendipol sind, wirken wegen induktiver Phasenverschiebung als Reflektor. Bei kürzeren Parasitärelementen entsteht eine kapazitive Phasenverschiebung, sie wirken deshalb als Wellenrichter oder Direktoren. Durch das Hinzufügen von parasitären Elementen werden alle charakteristischen Eigenschaften des Halbwellendipols mehr oder weniger stark verändert.

#### **2.4.1. Reflektoren**

Ein Reflektor besteht in seiner einfachsten und bevorzugt verwendeten Form aus einem Metalldraht oder -rohr, das parallel zum gespeisten Dipol angeordnet wird, wobei der Abstand zwischen beiden Elementen 0,1 bis 0,3  $\lambda$  beträgt. Um die für Reflektorwirkung erforderliche induktive Phasenverschiebung zu erreichen, ist der Reflektor etwa 5 % länger als das gespeiste Element. Der Antennengewinn, der durch das Hinzufügen eines Reflektors erzielt werden kann, liegt bei etwa 4 bis dB, und er wird vom Abstand zwischen Reflektor und Dipol bestimmt. Der zu erwartende Antennengewinn bei verschiedenen Elementabständen läßt sich dem Nomogramm (Bild 2.9.) entnehmen. Der Abstand des Reflektors beeinflusst jedoch auch den Fußpunkt-widerstand des gespeisten Elements; der Fußpunkt-widerstand wird um so kleiner, je mehr man das parasitäre Element dem gespeisten Dipol nähert. Die Zusammenhänge zwischen Fußpunkt-widerstand und Elementabstand werden in Bild 2.10. veranschaulicht. Dabei ist zu beachten, daß sich die angegebenen Fußpunkt-widerstände auf den ge-

streckten Normaldipol beziehen. Verwendet man einen Falt-dipol als gespeistes Element, so müssen die abgelesenen Werte mit vier multipliziert werden. Die mechanische

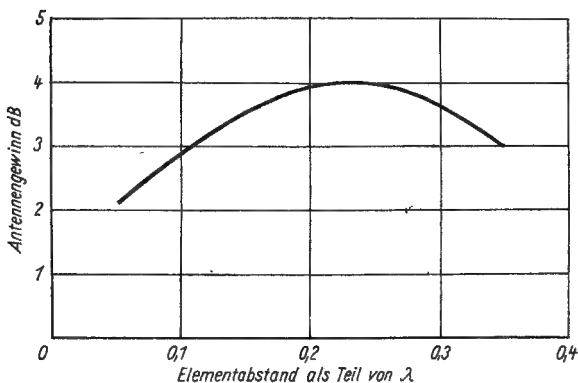


Bild 2.9. Der praktisch erreichbare Gewinn in Dezibel (dB) für einen Reflektor in Abhängigkeit vom Strahlerabstand

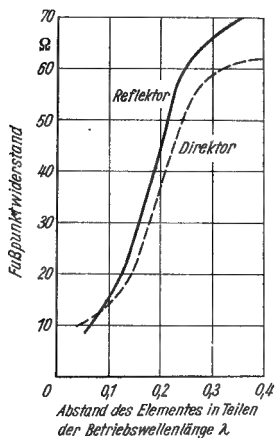


Bild 2.10.  
Der Widerstand im Speise-  
punkt eines Halbwellendipols  
mit Reflektor oder mit  
Direktor in Abhängigkeit  
vom Abstand des parasitären  
Elements

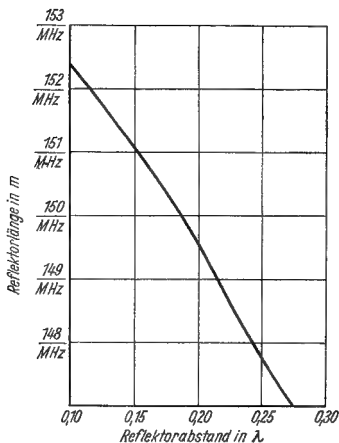


Bild 2.11.  
Die Reflektorlänge in  
Abhängigkeit vom Reflektor-  
abstand

Länge des Reflektors ist ebenfalls vom Abstand zum gespeisten Element abhängig. Praktische Längenangaben sind deshalb nur im Zusammenhang mit dem Elementabstand sinnvoll. Grundsätzlich muß der Reflektor um so länger sein, je mehr er sich dem gespeisten Element nähert. In Bild 2.11. sind die Längenberechnungsformeln für den Reflektor in Abhängigkeit vom Reflektorabstand angegeben. Die Frequenzbandbreite wird durch den Reflektor ebenfalls verringert, und zwar um so mehr, je geringer man dessen Abstand vom gespeisten Element wählt. Es empfiehlt sich daher, bei Selbstbauantennen möglichst mit Reflektorabständen von 0,20 bis 0,30  $\lambda$  zu arbeiten. Dadurch verändert sich der Fußpunktwidestand des gespeisten Elements nur unwesentlich, und auf Grund der größeren Bandbreite wirken sich geringe Fehlbemessungen der Elementlängen kaum aus.

Durch den Reflektor erhält man weiterhin eine unidirektionale (nach einer Richtung wirkende) Richtkennlinie der Antenne, d. h., bei der bidirektionalen (nach zwei Richtun-

gen wirksamen) Charakteristik des einfachen Dipols (wie in Bild 2.4. dargestellt) wird die zweite Hauptkeule zur ersten reflektiert. Es entsteht eine verstärkte Hauptkeule, deren maximale Spannung um den Faktor 1,4 bis 1,8 größer ist als die eines einfachen Halbwelldipols. Daraus geht schon hervor, daß es sich um keine totale Reflektorwirkung handelt, sondern daß noch ein kleiner Strahlungsanteil „nach hinten“ abgestrahlt bzw. „von hinten“ empfangen wird. Das Verhältnis der Vorwärtsspannung zur Rückseitenspannung nennt man Vor/Rück-Verhältnis (VRV) oder kurz Rückdämpfung. Wie bei allen Spannungs- oder Leistungsverhältnissen der Antennentechnik wird auch die Rückdämpfung in Dezibel angegeben.

In größeren Antennensystemen, vorzugsweise bei Breitbandantennen, findet man gelegentlich mehrere Reflektorstäbe übereinander. Solche Mehrfachreflektoren sollen die Rückdämpfung über einen großen Frequenzbereich verbessern. Die optimalen Längen der einzelnen Reflektoren und deren Abstände werden in Meßreihen ermittelt. Neben den abgestimmten parasitären Reflektoren finden auch noch abgestimmte gespeiste Reflektoren und – vorzugsweise im UHF-Bereich – unabgestimmte Reflektorwände (Flächenreflektoren) verschiedener Formgebung Verwendung. Diese werden bei den entsprechenden Antennensystemen mit erläutert.

#### **2.4.2. Direktoren**

Parasitäre Elemente, die etwas kürzer als der gespeiste Dipol sind und sich parallel zu diesem in Richtung zum empfangenen Sender befinden, nennt man Direktoren. Wenn man sie auch als Wellenrichter bezeichnet, so kennzeichnet das ihre Wirkungsweise, die etwa der einer Sammellinse in der Optik entspricht.

In seinen Eigenschaften und Einflüssen auf das gespeiste Element hat der Direktor sehr große Ähnlichkeit mit einem Reflektor. Fußpunktwiderstand, Antennengewinn, Band-

breite und optimale Länge des Direktors in Abhängigkeit vom Direktorabstand unterliegen den gleichen allgemeinen Regeln wie beim Reflektor. Das veranschaulicht Bild 2.10. für den Fußpunktwiderstand (gestrichelt eingezeichnet). Eine Richtantenne, die sich nur aus gespeistem Element und Direktor zusammensetzt, hat bei einem Abstand von  $0,11 \lambda$  einen Maximalgewinn von 4,3 dB, er liegt somit höher als bei einem System, das aus Strahler und Reflektor besteht. Da jedoch die Einstellung auf maximalen Gewinn bei  $0,11 \lambda$  Direktorabstand einen sehr niedrigen Fußpunkt-widerstand verursacht (etwa  $15 \Omega$ , siehe Bild 2.10.) und der Gewinn bei größeren Direktorabständen rasch abfällt, werden 2-Element-Antennen in den Fernsehbereichen ausschließlich in der Ausführung Strahler mit Reflektor gebaut. In diesem Falle kann man bei einem Reflektorabstand von  $0,22 \lambda$  noch einen Gewinn von maximal 4 dB erzielen und hat dabei den besonderen Vorzug, daß der Fußpunkt-widerstand des gespeisten Dipols nahezu unverändert bleibt.

Höhere Gewinne bzw. größere Richtschärfen erzielt man durch das Hinzufügen weiterer Direktoren. Die Anzahl der Direktoren ist theoretisch nicht begrenzt, und die Industrie stellt z. B. für den UHF-Bereich Fernsehantennen mit 30 und mehr Direktoren in einer Ebene her. Jedoch nicht nur die Anzahl der Direktorelemente, sondern vor allen Dingen deren gegenseitige Abstände sind maßgebend für den Gewinn, die Bandbreite und die Richtkennlinie von Viel-elementantennen. Die Länge der Direktoren wird im allgemeinen abgestuft, und zwar so, daß der dem gespeisten Element nächstliegende Direktor am längsten ist, alle folgenden Direktoren sind jeweils um einige Prozent gegenüber dem vorhergehenden verkürzt. Allgemein gültige Berechnungsformeln für Längen und Abstände von parasitären Elementen kann man nicht aufstellen, da eine ganze Reihe von variablen Faktoren zu berücksichtigen wäre. Solche Angaben sind nur für eine bestimmte Antenne möglich, deren optimale Abmessungen nicht durch Berechnung, sondern in Meßreihen ermittelt wurden.

## 2.5. Yagi-Antennen

Alle Halbwellendipole mit parasitärem Reflektor und einem oder mehreren strahlungsgekoppelten Direktoren bezeichnet man als Yagi-Antennen und kennzeichnet sie nach der Anzahl ihrer Elemente. Im allgemeinen besteht eine Richtantenne für den UKW-Bereich aus mindestens drei Elementen, und zwar dem gespeisten Dipol, einem Reflektor und einem Direktor. Man spricht in diesem Falle von einer 3-Element-Yagi-Antenne. Bereits bei einer solchen kleinen Yagi-Antenne gibt es sehr viele Möglichkeiten, die Abstände Strahler-Reflektor und Strahler-Direktor zu variieren. Der Fußpunktwiderstand kann dabei bis auf Werte von etwa  $10 \Omega$  absinken, wenn die Abstände für besten Antennengewinn festgelegt werden. Dieses Absinken des Strahlungswiderstandes hat eine Verringerung der nutzbaren Bandbreite der Antenne und erhöhte ohmsche Verluste (große Ströme!) zur Folge, sofern man nicht besonders dicke und gut leitfähige Elemente verwendet. Da bei extrem niedrigen Fußpunktwiderständen auch die Anpassung an eine Speiseleitung Schwierigkeiten bereitet, versucht man, selbst unter Verzicht auf größtmöglichen Antennengewinn, den Widerstand im Speisepunkt groß zu halten.

Man kann für alle Yagi-Antennen folgende allgemein gültige Regeln aufstellen:

- Je kleiner der Abstand zwischen dem gespeisten Element und den Parasitärelementen, desto kleiner wird auch der Fußpunktwiderstand der Antenne. Diese Erscheinung tritt beim Direktor in stärkerem Maße auf als beim Reflektor.
- Je kleiner die Elementabstände sind, desto geringer wird die Bandbreite.
- Während das Anbringen von mehreren Direktoren die Vorwärtsstrahlung und damit den Antennengewinn erhöht, erzielt man durch Hinzufügen von mehr als einem Reflektor keinen merkbar höheren Gewinn.

- Im UKW-Bereich ist der Reflektor gewöhnlich um 6 % länger als das gespeiste Element, während der Direktor um 5 % kürzer als der Strahler bemessen wird. Weitere Direktoren werden jeweils um 1 % kürzer als der vorhergehende. Diese Regel ist jedoch nur unter bestimmten Voraussetzungen exakt und läßt sich nicht verallgemeinern.
- Gestaffelte Direktorlängen sind günstig in bezug auf die Unterdrückung von Nebenmaxima des Richtdiagramms. Hauptsächlich bei Lang-Yagi-Antennen findet man auch eine gleichbleibende Länge für alle Direktoren. Dadurch erhöht sich die Frequenzbandbreite des Systems um ein wenig, ohne daß der Gewinn geschmälert wird.
- Maßgebend für den erzielbaren Gewinn einer Yagi-Anordnung ist deren relative Längenausdehnung, d. h. die geometrische Länge vom Reflektor bis zum äußersten Direktor (also die Länge des Elementträgers) im Verhältnis zur Wellenlänge.  
 Der Gewinn bei gleicher relativer Antennenlänge bleibt konstant, gleichgültig wie groß der Abstand der einzelnen Direktoren gewählt wird. Dieser Grundsatz gilt jedoch nur für Direktorabstände bis etwa  $0,4 \lambda$ . Wird der Abstand größer, dann tritt eine rapide Verringerung des Gewinns ein. Bereits bei  $0,3 \lambda$  Direktorabstand fällt der Gewinn ab. Dieser Abfall kann jedoch noch ausgeglichen werden, indem man den 1. Direktor nur etwa  $0,1 \lambda$  vom Strahler entfernt anbringt (sog. Startelement). Dadurch wird die Kopplung zwischen dem Strahler und den Direktoren wieder ausreichend fest (Beispiel: Lang-Yagis).
- Eine Yagi-Antenne kann entweder auf maximale Vorwärtsverstärkung oder auf größte Rückdämpfung abgeglichen werden. Der Abgleich auf maximale Rückdämpfung ist dabei viel kritischer als der für beste Vorwärtsverstärkung. Bild 2.12. zeigt als Beispiel eine Yagi-Antenne mit fünf Elementen.

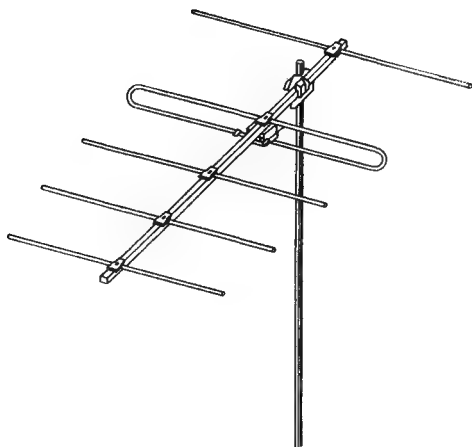


Bild 2.12. 5-Element-Yagi-Antenne

### 2.5.1. Yagi-Antennen für den Selbstbau

Eine größere Yagi-Antenne zu entwickeln ist schwierig, da hierzu einige hochwertige Meßgeräte erforderlich sind und zeitraubende Versuche durchgeführt werden müssen. Dagegen lassen sich Antennen nach erprobten Maßangaben einfach aufbauen, sofern man über einige handwerkliche Fähigkeiten und über das erforderliche Baumaterial verfügt. Es ist dabei jedoch zu beachten, daß Fernsehantennenanlagen an Bauwerken und über der Dachhaut nur von Fachleuten errichtet werden sollen, da eine Reihe von Anordnungen und Bestimmungen technischer Art zu beachten sind. Auf diese wird in Band 84 dieser Reihe, *Praxis der Fernsehantennen*, Teil II, eingegangen. Antennen, die ohne die erforderliche Sachkenntnis errichtet wurden, gefährden die Sicherheit der Mitbewohner und Straßenpassanten und können umfangreiche Blitzschäden verursachen. Auch bei den Montagearbeiten treten immer wieder schwere Unfälle auf, die fast ausschließlich auf Unkenntnis oder Nicht-



beachtung der Sicherheitsvorschriften zurückzuführen sind. Nur der Fachmann ist mit den erforderlichen Arbeitsschuttmitteln (Sicherheitsgurten, Sicherheitsleinen usw.) ausgerüstet und mit den möglichen Gefahren vertraut. Er sollte deshalb immer bei der Errichtung von Fernsehantennen hinzugezogen werden. Die nachfolgend beschriebenen Antennen führt man in Ganzmetallbauweise aus, d. h., alle Elemente können in ihrer geometrischen Mitte  $x$  mit dem Elementeträger metallisch verbunden und geerdet werden. Zur Herstellung der Elemente sind Metallrohre oder Vollmaterial zu verwenden. Da sich die Hochfrequenz nur auf der Leiteroberfläche fortpflanzt (Skineffekt), ist es elektrisch betrachtet völlig gleichgültig, ob man Rohr oder Vollmaterial einsetzt.

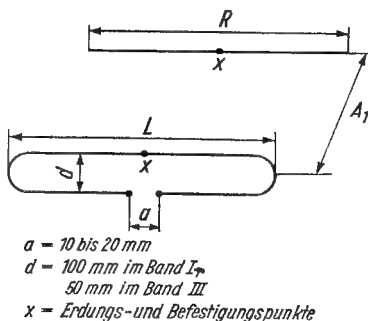
Das beste Leitermaterial stellt Reinaluminium dar, denn es ist leicht und hat eine sehr gute Leitfähigkeit. Außerdem überzieht es sich unter dem Einfluß der Witterung mit einer dünnen, hochisolierenden Oxidschicht, die das Element vor weiterer Korrosion zuverlässig schützt und die Oberflächenleitfähigkeit nicht beeinträchtigt. Diese Oxidschicht wird von der Antennenindustrie oft durch Eloxieren oder mit Hilfe anderer Verfahren hergestellt. Kupferrohre müssen durch einen Lacküberzug oder durch Versilbern unbedingt vor Verwitterung geschützt werden, da sich andernfalls eine Oxidschicht mit Halbleitereigenschaften bildet, die die Oberflächenleitfähigkeit für Hochfrequenz stark herabsetzt. Messing (bedingt auch Stahl) ist zur Herstellung der Elemente geeignet, wenn man die Oberfläche durch einen dauerhaften Lacküberzug vor Witterungseinflüssen schützt. Die Verschlechterung der Antenneneigenschaften als Folge der geringeren Leitfähigkeit dieser und anderer Metalle ist wohl meßtechnisch nachweisbar, wirkt sich aber kaum aus. Der findige Bastler wird kaum Schwierigkeiten bei der Beschaffung des Baumaterials haben, denn wer mit offenen Augen die Bestände des Handels oder des Handwerks mustert, wird immer Metallteile finden, die sich zum Bau von Antennen verwenden lassen. Nicht nur Rundmaterial, sondern auch alle anderen Profile sind brauchbar.

Die nachstehend aufgeführten Antennen werden meistens mit den Längenangaben für verschiedene Elementdurchmesser angegeben. Für nicht aufgeführte Durchmesser kann man entsprechende Mittelwerte bilden (z. B. erfordert 8 mm starkes Material den Mittelwert zwischen den Längenangaben für 6 mm und 10 mm). Der Abstand  $a$  der Speisepunkte beträgt einheitlich 10 mm bis 20 mm und ist innerhalb dieses Bereichs unkritisch. Alle Antennen sind für den direkten Anschluß einer 240- $\Omega$ -UKW-Bandleitung bestimmt.

*Tabelle 3 Die 2-Element-Antenne*

Kenndaten: Antennengewinn 4 dB, Rückdämpfung etwa 8 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 75°, Öffnungswinkel vertikal etwa 140°, relative Antennenlänge etwa  $0,3 \lambda$ , Ganzmetallbauweise, Speisepunktwideerstand 240  $\Omega$  symmetrisch.

	Element- durchmesser	Band I Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Länge L des Strahlers	4 mm	2720	2425	2150
	6 mm	2700	2410	2140
	10 mm	2680	2385	2120
	15 mm	2650	2370	2110
Länge R des Reflektors	4 mm	3030	2710	2400
	6 mm	3010	2695	2390
	10 mm	2990	2665	2370
	15 mm	2960	2650	2360
Abstand $A_1$		1830	1640	1460



	Element- durchmesser	Band III		
		Kanal 5 bis 7	Kanal 7 bis 9	Kanal 10 bis 12
Länge L	4 mm	685	635	573
des Strahlers	6 mm	680	630	566
	10 mm	663	616	557
	15 mm	655	608	550
Länge R	4 mm	875	812	735
des Reflektors	6 mm	870	808	727
	10 mm	853	793	717
	15 mm	845	785	707
Abstand A <sub>1</sub>		390	365	330

(alle Angaben in mm)

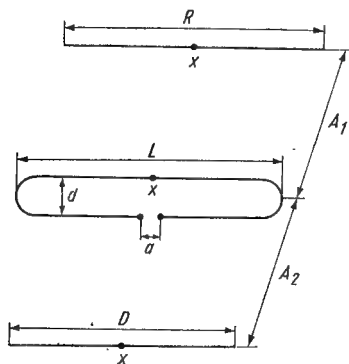
*Tabelle 4 Die 3-Element-Yagi-Antenne*

Kenndaten: Antennengewinn 5,5 dB, Rückdämpfung 12 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 70°, Öffnungswinkel vertikal etwa 120°, relative Antennenlänge etwa 0,25  $\lambda$ , Ganzmetallbauweise, Speisepunktswiderstand 240  $\Omega$  symmetrisch.

	Element- durchmesser	Band I		
		Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Länge L	4 mm	2850	2550	2265
des Strahlers	6 mm	2835	2535	2250
	10 mm	2820	2510	2230
	15 mm	2790	2495	2225
Länge R	4 bis 8 mm	3400	3050	2715
des Reflektors	10 bis 15 mm	3360	3010	2680
	4 bis 8 mm	2510	2255	2010
des Direktors	10 bis 15 mm	2475	2215	1975
Abstand A <sub>1</sub>		865	775	690
Abstand A <sub>2</sub>		530	475	425

	Element- durchmesser	Band III		
		Kanal 5 bis 7	Kanal 7 bis 9	Kanal 10 bis 12
Länge L des Strahlers	4 mm	753	710	637
	6 mm	750	705	633
	10 mm	745	700	626
	15 mm	730	685	615
Länge R des Reflektors	4 bis 8 mm	870	810	726
	10 bis 15 mm	850	795	715
Länge D des Direktors	4 bis 8 mm	622	585	530
	10 bis 15 mm	615	575	515
Abstand $A_1$		236	220	200
Abstand $A_2$		185	172	156

(alle Angaben in mm)



$a = 10 \text{ bis } 20 \text{ mm}$

$d = 100 \text{ mm im Band I}$

$50 \text{ mm im Band III}$

$x = \text{Erdeungs- und Befestigungspunkte}$

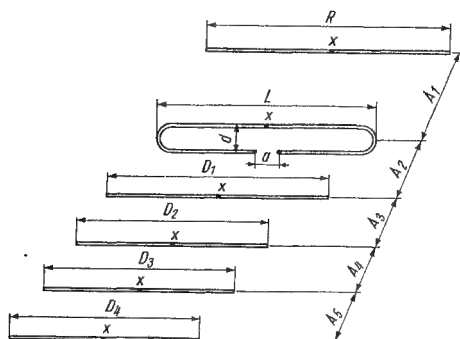
Tabelle 5 Die 6-Element-Breitband-Yagi-Antenne

Kenndaten: Antennengewinn 8 dB, Rückdämpfung 15 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 55°, Öffnungswinkel vertikal etwa 73°, relative Antennenlänge 0,9  $\lambda$ , Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240  $\Omega$  symmetrisch.

Der Durchmesser aller Elemente beträgt 10 mm  $\pm$  20 %.

	Band III Kanal 5 bis 8	Kanal 9 bis 12
Länge L des Strahlers	734	645
Länge R des Reflektors	883	768
Direktorlängen		
D <sub>1</sub>	628	546
D <sub>2</sub>	638	564
D <sub>3</sub>	622	542
D <sub>4</sub>	617	537
Elementabstände		
A <sub>1</sub>	404	352
A <sub>2</sub>	98	86
A <sub>3</sub>	327	285
A <sub>4</sub>	285	248
A <sub>5</sub>	311	271

(alle Angaben in mm)



$a = 10$  bis  $20$  mm

$d = 50$  mm

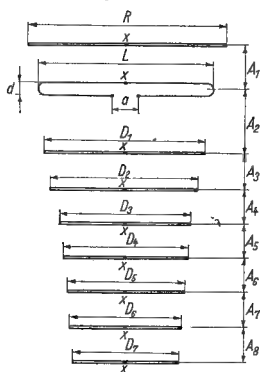
$x$  = Erangs- und Befestigungspunkte

**Tabelle 6 Die 9-Element-Yagi-Antenne**

Kenndaten: Antennengewinn 11 dB, Rückdämpfung etwa 18 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 40°, Öffnungswinkel vertikal etwa 50°, relative Antennenlänge  $1,6 \lambda$  (Lang-Yagi-Typ), Ganzmetallbauweise, Speisepunktswiderstand  $240 \Omega$  symmetrisch, Elementdurchmesser 10 mm, Durchmesser des Elementeträgers 20 bis 25 mm.

Band III	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L	762	734	707	682	661	637	613	597
Länge R	943	908	875	843	815	788	763	753
Länge D <sub>1</sub>	689	663	639	616	595	575	557	539
Länge D <sub>2</sub>	673	652	628	606	585	566	548	531
Länge D <sub>3</sub>	672	647	623	601	580	561	543	526
Länge D <sub>4</sub>	661	636	612	591	571	552	534	518
Länge D <sub>5</sub>	650	625	602	581	561	542	525	509
Länge D <sub>6</sub>	638	614	590	571	551	533	516	500
Länge D <sub>7</sub>	627	603	581	561	542	523	507	491
Abstand A <sub>1</sub>	345	332	319	308	298	288	279	270
Abstand A <sub>2</sub>	291	280	270	260	251	243	235	228
Abstand A <sub>3</sub>	427	410	395	381	368	356	345	334
Abstand A <sub>4</sub>	331	318	307	296	286	276	268	260
Abstand A <sub>5</sub>	331	318	307	296	286	276	268	260
Abstand A <sub>6</sub>	331	318	307	296	286	276	268	260
Abstand A <sub>7</sub>	331	318	307	296	286	276	268	260
Abstand A <sub>8</sub>	331	318	307	296	286	276	268	260

(alle Angaben in mm)



$a = 10 \dots 20 \text{ mm}$

$d = 50 \text{ mm}$

$x$  = Erdungs- und Befestigungspunkte

## 2.6. Die HB9CV-Antenne

Bei der Yagi-Antenne werden die Sekundärelemente (Reflektoren und Direktoren) durch reine Strahlungskopplung erregt. Klarere Verhältnisse und einen besseren Wirkungsgrad erhält man, wenn Strahler und Reflektor direkt, aber mit der erforderlichen Phasenverschiebung gespeist werden. Es hat sich erwiesen, daß ein Halbwellendipol mit gespeistem Reflektor einem im Aufwand vergleichbaren 2-Element-Richtstrahler mit parasitärem Reflektor hinsichtlich des Antennengewinns überlegen ist. Durch die volle Speisung steigt außerdem die Bandbreite, und die Rückdämpfung wird vergrößert. Darum kann man durch eine kurze Verbindungsleitung zwischen Strahler und Reflektor eine beträchtliche Verbesserung der Antenneneigenschaften erzielen. Die ausgereifte Bauform eines Richtstrahlers mit gespeistem Reflektor stellt die von dem Schweizer Funkamateur *R. Baumgartner* entwickelte *HB9CV*-Antenne dar, die auch unter dem Namen *Schweizer Antenne* bekannt geworden ist.

Das Schema der *HB9CV*-Antenne vermittelt Bild 2.13. Es handelt sich um zwei ungleich lange Dipole, die im Abstand von  $\lambda/8$  parallel zueinander angeordnet sind. Beide Dipole werden gespeist; sie sind außerdem durch Strahlung miteinander gekoppelt. Bei dem gewählten Abstand von  $\lambda/8$  kommt die beste einseitige Richtwirkung zustande,

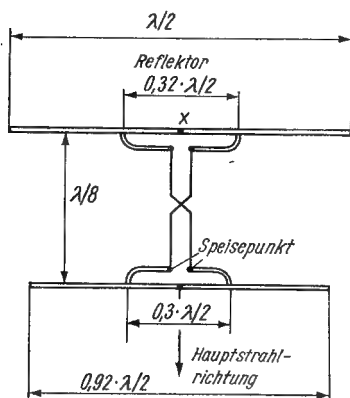


Bild 2.13.  
Die *HB9CV*-Antenne

wenn das hintere Element dem vorderen um den Phasenwinkel  $225^\circ$  nacheilt. Bei der *Schweizer Antenne* stellt man durch Überkreuzen der Phasenleitung eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  her. Die Laufzeit vom Speisepunkt über die Verbindungsleitung ergibt eine zusätzliche Phasenverschiebung von  $45^\circ$ , so daß die geforderte Phasendifferenz von  $225^\circ$  durch die Konstruktion der Phasenleitung hergestellt wird. Gleichzeitig muß aber auch die Strahlungskopplung zwischen beiden Elementen die gleiche Phasendifferenz von  $225^\circ$  erzeugen, da andernfalls die Strahlungskopplung der direkten Speisung entgegenwirkt. Das geschieht, indem man das vordere Element verkürzt (Direktorwirkung) und das hintere Element verlängert (Reflektorwirkung). Die Elementlängen sind außerdem so bemessen, daß sich die induktive Blindkomponente des Reflektors und die kapazitive des Direktors im Speisepunkt gerade kompensieren. Beide Elemente werden durch T-Anpassungen erregt, die über die Phasenleitung miteinander verbunden sind. Mit den T-Gliedern wird auf den Elementen eine der Speiseleitung entsprechende Impedanz abgegriffen. Der Leiterabstand der Phasenleitung ist unkritisch und kann 10 mm bis 20 mm betragen. Zur Herstellung der Phasenleitung können beliebige blanke oder besser PVC-isolierte Drähte verwendet werden. Die *HB9CV*-Antenne hat bei nur halbem Aufwand die Verstärkungseigenschaften einer 3-Element-Yagi-Antenne mit engen Elementabständen und benötigt außerdem einen wesentlich geringeren Platz. Da diese Antennenform von der Industrie bisher noch nicht gefertigt wird, bildet sie ein lohnendes Selbstbauobjekt. Es ist allerdings zwecklos, den *HB9CV*-Strahler noch mit weiteren Elementen (z. B. mit einem zusätzlichen Direktor) zu versehen. Versuche haben ergeben, daß zusätzliche gespeiste Elemente den Gewinn nicht erhöhen. Die Ergebnisse waren in jedem Falle schlechter als mit nur zwei Elementen. Dagegen lohnt es sich durchaus, wenn man zwei oder mehrere *Schweizer Antennen* vertikal übereinanderstockt. In Abschnitt 2.8. werden die dabei auftretenden Speisungsprobleme erläutert.



In der nachstehenden Tabelle 7 sind die Abmessungen von HB9CV-Antennen für alle Fernsehkanäle der Bänder I und III angegeben.

*Tabelle 7 Die HB9CV-Antenne (Schweizer Antenne)*

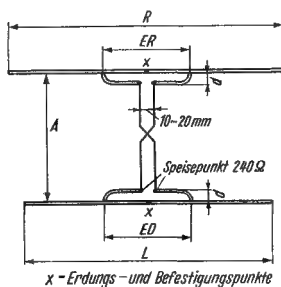
Kenndaten: Antennengewinn 5 dB, Rückdämpfung etwa 15 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 75°, Öffnungswinkel vertikal etwa 110°, relative Antennenlänge  $0,125 \lambda$ , Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand  $240 \Omega$  symmetrisch, Elementdurchmesser 4 mm bis 8 mm.

	Band I							
	Kanal 2		Kanal 3		Kanal 4			
Länge L	2760		2460		2210			
Länge R	3000		2680		2400			
Abstand ED	900		804		720			
Abstand ER	960		858		768			
Abstand A	750		670		600			
Abstand d	30		30		30			

	Band III							
	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L	784	754	727	696	672	653	635	616
Länge R	852	820	790	760	730	710	690	670
Abstand ED	256	246	237	228	219	213	207	201
Abstand ER	273	262	253	243	234	227	221	215
Abstand A	213	205	198	190	180	175	171	168
Abstand d	10	10	10	10	10	10	10	10

(alle Angaben in mm)



## 2.7. Gruppenantennen

Im Fernsehband III konnten neben den Yagi-Antennen auch die Gruppenstrahler Bedeutung erlangen. Gruppenantennen sind Kombinationen von Ganzwellendipolen, die vor Reflektoren – seltener auch vor Reflektorwänden – angeordnet werden. Man bezeichnet sie auch als Phasenantennen. Sie werden vorwiegend dann angewendet, wenn keine Reflexionen des zu empfangenden Signals auftreten können und keine scharfe Bündelung in der Horizontalebene erforderlich ist. Einen Ganzwellendipol mit seiner Strom- und Spannungsverteilung zeigt Bild 2.14. Er besteht aus zwei Halbwellenstücken, die in einer Linie (kollinear) angeordnet sind und im Spannungsbauch gleichphasig erregt werden. Deshalb bezeichnet man diesen auch als spannungsgespeisten Dipol. Der Fußpunktwiderstand eines Ganzwellendipols ist verhältnismäßig groß, er liegt etwa zwischen 1000 und 5000  $\Omega$ . Da im Speisepunkt Spannungsmaximum herrscht, muß dort auf besonders gute Isolation geachtet werden.

Der Fußpunktwiderstand und die Bandbreite sind mehr als beim Halbwellendipol vom Verhältnis Wellenlänge zu Elementdurchmesser ( $\lambda/d$ ) abhängig. Dabei ist die Bandbreite stets größer als die eines  $\lambda/2$ -Dipols gleichen Schlankheitsgrads. Auch der Verkürzungsfaktor  $V$  des Ganzwellendipols unterscheidet sich von dem des Halbwellendipols. Aus den Kurven in Bild 2.15. können in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad die Verkürzungsfaktoren  $V$  und die zu erwartenden Fußpunktwiderstände  $R_0$  von Ganzwellendipolen abgelesen werden. Der gegenseitige Abstand der

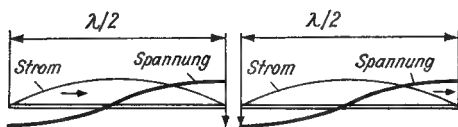


Bild 2.14. Der Ganzwellendipol

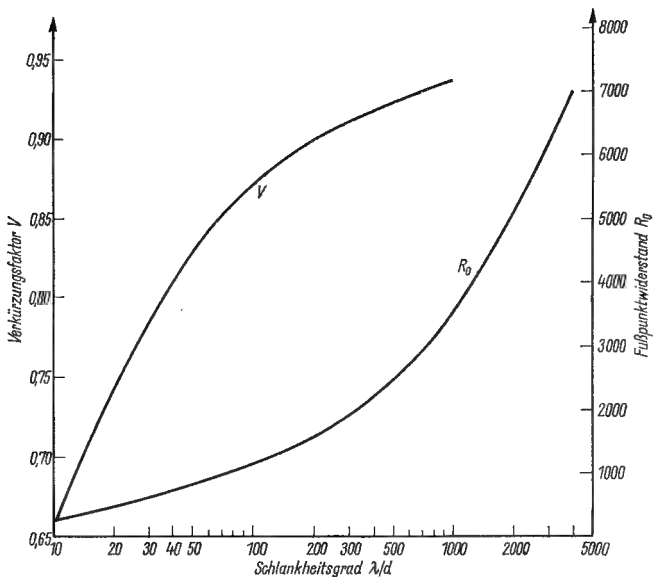


Bild 2.15. Fußpunktwiderstand und Verkürzungsfaktor beim Ganzwellendipol in Abhängigkeit vom Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnis

beiden Dipolhälften im Speisepunkt hat ebenfalls Einfluß auf den Fußpunktwiderstand. Die aus den Kurven zu ersiehenden Werte für  $R_0$  sind hinreichend genau, wenn der Abstand  $XX$  gleich dem Elementdurchmesser  $d$  ist.

Infolge einer größeren räumlichen Ausdehnung ist der Ganzwellendipol etwas wirksamer als der Halbwellendipol, es kann mit einem Antennengewinn von 1,8 dB gerechnet werden.

Stockt man zwei Ganzwellendipole im Abstand von  $\geq \lambda/2$  übereinander und speist diese mit gleicher Phasenlage, so erhält man bereits die einfachste Gruppenantenne mit

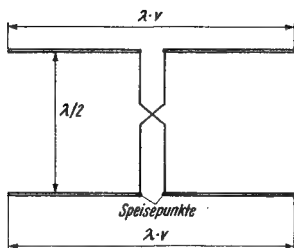


Bild 2.16.  
Einfachste Gruppenantenne  
(4 Elemente)

einem Gewinn von 4,8 dB (Bild 2.16.). Versieht man die Ganzwellendipole außerdem noch mit Reflektoren, so läßt sich der Gewinn um weitere 3 dB auf 7,8 dB steigern. Es fällt auf, daß die Verbindungsleitung zwischen beiden Ebenen überkreuzt ist. Ohne auf die Leitungstheorie näher einzugehen, muß hierzu gesagt werden, daß eine Halbwellenleitung eine Phasendrehung von  $180^\circ$  verursacht. Da aber beide Ebenen gleichphasig erregt werden müssen, gleicht man die Phasenverschiebung aus, indem die Verbindungsleitung ebenfalls um  $180^\circ$  verdreht wird.

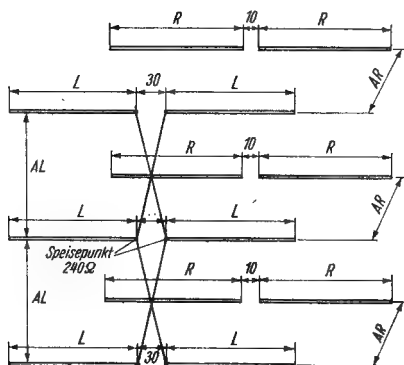
Gruppenantennen sind ausgesprochen breitbandig und eignen sich deshalb für den Empfang mehrerer Kanäle im Band III. Aus einer Vielzahl der Möglichkeiten, Gruppenantennen aufzubauen, wurde in Tabelle 8 eine 12-Element-Gruppenantenne ausgewählt, die für die Kanalgruppen 5 bis 8 bzw. 9 bis 12 dimensioniert werden kann. Neben den unbestreitbar großen Vorzügen, die Gruppenantennen in elektrischer Hinsicht bieten, muß man jedoch auch einige beachtenswerte mechanische Schwierigkeiten erwähnen: Eine Ganzmetallbauweise wie bei der Yagi-Antenne ist nicht durchführbar. Die Elementhälften müssen in ihren Spannungsminima  $\lambda/4$  von den Enden entfernt gehalten werden, aber selbst dort sollen die Elemente von ihren Trägern isoliert sein. Zudem bieten Gruppenantennen dem Wind immer eine große Angriffsfläche und verlangen deshalb eine besonders stabile Konstruktion.

**Tabelle 8 Die 12-Element-Gruppenantenne**

**Kenndaten:** Antennengewinn 9,5 dB, Rückdämpfung etwa 14 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 60°, Öffnungswinkel vertikal etwa 50°, Elementdurchmesser 10 mm, Durchmesser der Verbindungsleitungen 3 mm bis 6 mm, Speisepunkt-widerstand  $240\ \Omega$  symmetrisch.

	Band III	
	Kanal 5 bis 8	Kanal 9 bis 12
Längen L der Strahler	708	620
Längen R der Reflektoren	800	700
Etagenabstand AL	790	685
Abstand AR der Reflektoren	242	210

(alle Angaben in mm)



## 2.8. Gestockte Yagi-Antennen

Die Vorzüge der flachen Abstrahlung (kleiner vertikaler Öffnungswinkel) einer Gruppenantenne kann man auch jeder Yagi-Antenne verleihen, indem man zwei oder mehrere Yagi-Ebenen vertikal übereinanderstockt (Bild 2.17.). Der

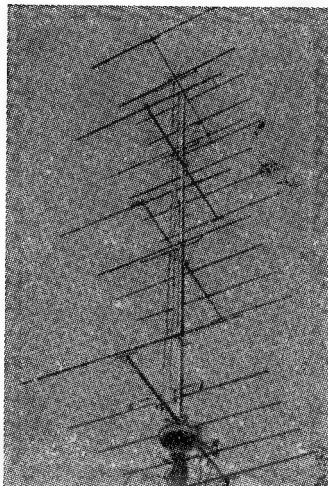


Bild 2.17.  
Gestockte Yagi-Antenne „5 über  
5 über 5 über 5“ von DL6MH

einfache mechanische Aufbau einer Yagi in Ganzmetallbauweise wird dabei mit der Flachstrahlung einer Gruppenantenne zu einer leistungsfähigen und wirtschaftlichen Kombination vereinigt. Die gestockte Yagi benötigt im Gegensatz zur Gruppenantenne nur einen einzigen senkrechten Tragemast, an dem die einzelnen Yagi-Ebenen befestigt werden. Es sind außerdem keinerlei Isolatoren erforderlich.

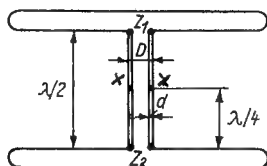
Ordnet man zwei oder mehr gleichartige Einebenenantennen etagenförmig übereinander an, so tritt bei horizontal polarisierten Antennen eine Bündelung in der Vertikalebene ein. Der horizontale Öffnungswinkel wird durch die Stokkung nicht beeinflusst. Besonders zu empfehlen sind gestockte Antennen an Empfangsorten mit hohem lokalem Störpegel. Durch den kleinen vertikalen Öffnungswinkel werden alle von unten einfallenden Störstrahlungen, wie Zündfunkstörungen und Störungen durch sonstige elektrische Geräte, von der Antenne nicht oder zumindest stark geschwächt aufgenommen. Der durch die vertikale Bündelung

lung erzielte Antennengewinn hängt in erster Linie von der Anzahl der *Etagen* ab und wird auch noch vom Abstand zwischen den Antennenebenen (Etagenabstand) beeinflusst. Obwohl der optimale Abstand bei zwei Antennenebenen mit kurzen Yagi-Antennen etwa  $0,65\lambda$  beträgt, bevorzugt man im allgemeinen einen Etagenabstand von  $\lambda/2$ , weil dieser aus Gründen der gleichphasigen Speisung vorteilhaft ist.

Da alle in den Tabellen 3 bis 7 aufgeführten Antennen einen Fußpunktswiderstand von  $240\ \Omega$  haben, können diese Antennen – gleich welcher Elementezahl – über eine für alle Formen gleichartige Zweidrahtleitung miteinander verbunden und gespeist werden. Voraussetzung dafür ist allerdings, daß man nur zwei Ebenen übereinanderstockt und der Etagenabstand  $\lambda/2$  beträgt.

Bild 2.18. zeigt eine Verbindungsleitung mit zentralem Speisepunkt, bei der der Übersichtlichkeit halber nur jeweils die gespeisten Elemente der angeschlossenen Antennenebenen eingezeichnet wurden. Die beiden Fußpunkte  $Z_1$  und  $Z_2$  der beiden Ebenen liegen einander im Speisepunkt XX parallel. Da bei  $Z_1$  und  $Z_2$  Fußpunktswiderstände von je  $240\ \Omega$  vorhanden sind, liegen diese bei XX ebenfalls einander parallel, woraus bei XX ein Speisepunktswiderstand von  $120\ \Omega$  resultieren würde. Erwünscht ist aber auch bei XX ein Widerstand von  $240\ \Omega$ , um dort das ganze System mit einer UKW-Bandleitung von  $240\ \Omega$  Wellenwiderstand speisen zu können. Man erreicht das durch transformierende Viertelwellenleitungen. Die Zusammenhänge werden nachstehend kurz erläutert.

Bild 2.18.  
Aufstockungsleitung mit  
zentralem Speisepunkt XX



### 2.8.1. Der Viertelwellentransformator

Eine Zweidrahtleitung hat als wichtigste Kenngröße einen bestimmten Wellenwiderstand  $Z$ . Er ist in seiner Größe vom Durchmesser der Leitungen, ihrem gegenseitigen Abstand und vom zwischen den Leitungen befindlichen Isoliermaterial abhängig. Der Wellenwiderstand einer Leitung ist unabhängig von der Frequenz und der Leitungslänge. Dünne Leiter mit weitem Leiterabstand haben einen großen, dicke Leiter mit engem Abstand haben einen kleinen Wellenwiderstand. Auch die bekannte UKW-Bandleitung ist eine solche Zweidrahtleitung mit einem Wellenwiderstand von  $240 \Omega$ . Aus Bild 2.19. ist der Wellenwiderstand von luftisolierten Zweidrahtleitungen zu ersehen.

Nach der Leitungstheorie – auf die nicht näher eingegangen werden kann – wirkt eine offene Viertelwellenleitung als Widerstandstransformator. Zwischen dem Wellenwiderstand  $Z$  einer elektrisch  $\lambda/4$  langen Doppelleitung, deren Eingangswiderstand  $Z_E$  und dem Ausgangswiderstand  $Z_A$  besteht die Beziehung

$$Z = \sqrt{Z_E \cdot Z_A}. \quad (20)$$

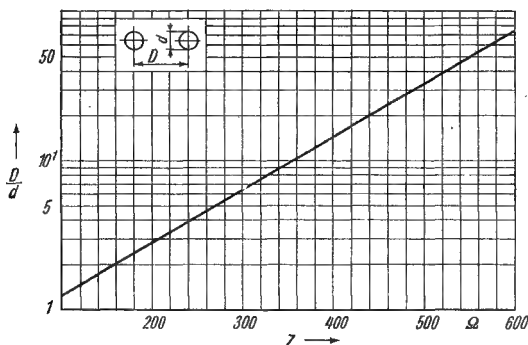


Bild 2.19. Der Wellenwiderstand  $Z$  einer Paralleldrahtleitung mit Luftisolation in Abhängigkeit vom Verhältnis Leiterabstand  $D$  zu Leiterdurchmesser  $d$



Setzen wir z. B. für  $Z_F$  den Fußpunktwiderstand einer Antennenebene mit  $240 \Omega$  und wünschen am Ausgang  $Z_A$  des Viertelwellentransformators einen Widerstand von  $480 \Omega$ , so läßt sich aus der Formel (20) der erforderliche Wellenwiderstand  $Z$  des Viertelwellentransformators mit

$$Z = \sqrt{240 \cdot 480} = \sqrt{115\,200} \approx 340 \Omega$$

errechnen.

Ein Wellenwiderstand von  $340 \Omega$  kann nach Bild 2.19. dargestellt werden, wenn das Verhältnis Leiterabstand  $D$  und Leiterdurchmesser  $d$   $9 : 1$  beträgt. Benutzt man z. B. Leiter mit  $d = 3 \text{ mm}$ , so ist ein Leiterabstand  $D$  von  $27 \text{ mm}$  einzuhalten. Betrachtet man die Aufstockungsleitung in Bild 2.18., so läßt sich erkennen, daß die Leitungspaare zwischen  $Z_1$  und  $XX$  bzw.  $Z_2$  und  $XX$  eine Länge von je  $\lambda/4$  haben; es sind also bereits zwei Viertelwellentransformatoren vorhanden. Es muß nun dafür gesorgt werden, daß der Wellenwiderstand dieser Leitungen jeweils von  $240 \Omega$  (dem Fußpunktwiderstand jeder Ebene) auf  $480 \Omega$  beim gemeinsamen Speisepunkt  $XX$  transformiert. Da die beiden auf  $480 \Omega$  transformierten Widerstände bei  $XX$  einander parallelliegen, resultiert daraus der gewünschte Speisepunktwiderstand von  $240 \Omega$ . Das vorhergegangene Rechenbeispiel wurde bereits für diesen Fall gewählt: Die Verbindungsleitung muß einen Wellenwiderstand von  $340 \Omega$  haben, der durch ein Abstand/Durchmesser-Verhältnis von  $9 : 1$  hergestellt wird.

In Tabelle 9 sind Aufstockungsleitungen für alle Kanäle der Fernsehbander I und III enthalten, die es ermöglichen, zwei gleichartige Antennenebenen mit einem Fußpunktwiderstand von  $240 \Omega$  übereinanderzustocken. Dabei kann man am zentralen Speisepunkt eine  $240\text{-}\Omega$ -Bandleitung impedanzrichtig anschließen. Diese Aufstockungsleitungen können sowohl für Industrieantennen als auch für beliebige Selbstbau-Antennen verwendet werden, sofern deren Fußpunktwiderstand  $240 \Omega$  beträgt.

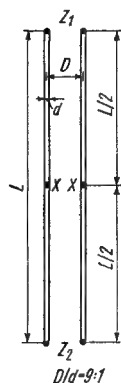
*Tabelle 9 Aufstockungsleitungen für zwei Antennenebenen im Abstand  $\lambda/2$*

Kenndaten: Leitungslänge  $L = \lambda/2 \cdot \text{Verkürzungsfaktor}$ ,  
 Wellenwiderstand der Leitung  $= 340 \, \Omega$ ,  
 Anschlußimpedanz an den Leitungsenden  $Z_1$  und  $Z_2 = 240 \, \Omega$ ,  
 Anschlußimpedanz des zentralen Speisepunktes  $XX = 240 \, \Omega$ .

Band I	Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Leitungslänge L	3000	2620	2330

Band III	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Leitungslänge L	830	795	774	742	713	689	669	645

(alle Angaben in mm)



Das Abstand/Durchmesser-Verhältnis  $D/d$  beträgt in allen Fällen 9 : 1. Wird z. B. der Leiterdurchmesser  $d$  mit 3 mm gewählt, so muß der Abstand  $D$  27 mm betragen.

## 2.9. Sonderformen der Fernsehantennen

Schon immer haben sich Funkamateure sehr intensiv mit Antennenproblemen beschäftigt, weil die Wirksamkeit der Antenne in erster Linie die Erfolge einer Amateurfunkstation bestimmt. Das Ergebnis solcher Amateurentwicklungen war manche Sonderform, die sich vielfach sehr gut bewährte. Eine solche Sonderform ist z. B. das Cubical Quad (engl.: kubisches Viereck), das sich auch für den Fernsehbereich gut eignet.

### 2.9.1. Das Cubical Quad

Eine Richtantenne, die im Kurzwellenbereich geradezu Berühmtheit erlangt hat, ist das Cubical Quad. Sie hat eine Reihe von Vorzügen, die ihren Einsatz als Selbstbau-Fernsehantenne rechtfertigen. Zum Bau eines Cubical Quad werden nur dünne Drähte oder Litzen benötigt. Es gibt deshalb keine Schwierigkeiten in der Materialbeschaffung, und die Kosten dieser Antenne sind äußerst gering. Ein Quad-Element besteht aus einem Drahtviereck mit einer Seitenlänge von  $\lambda/4$  und einem Gesamtumfang von  $1 \lambda$  (Bild 2.20.). Dieses Drahtviereck bildet bereits eine gestockte Antenne, da man es als die Zusammenschaltung zweier Halbwelldipole in ungefähr  $1/4 \lambda$  Abstand übereinander betrachten kann. Es ist für die Wirkungsweise gleichgültig, ob dieses Viereck auf einer Seite steht (Bild 2.20.a) oder auf der Spitze (Bild 2.20.b). Wichtig ist lediglich, daß für horizontale Polarisierung der Speisepunkt in der Mitte einer waagerechten Seite (Bild 2.20.a) bzw. an der unteren oder oberen Spitze (Bild 2.20.b) liegen muß. Sinngemäß erhält man vertikale Polarisierung, wenn in der Mitte einer senkrechten Seite bzw. an der linken oder rechten Spitze eingespeist wird. Entsprechend der Stromverteilung auf dem Viereck liegt das Spannungsminimum immer genau gegenüber dem Speisepunkt. Dort darf das System geerdet werden, so daß man auch diese Antenne in Ganzmetallbauweise herstellen

könnte. Bild 2.20.c zeigt einen Konstruktionsvorschlag. Das Tragegerüst besteht aus Holzstäben. Das einfache Drahtviereck hat gegenüber einem Normaldipol bereits einen Gewinn von 1 dB bei einem Fußpunkt-

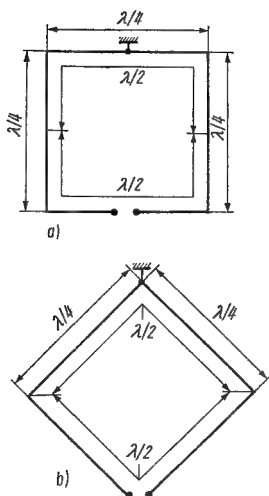
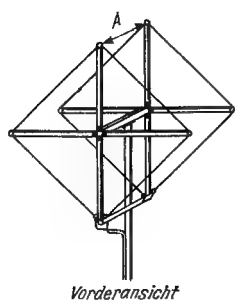
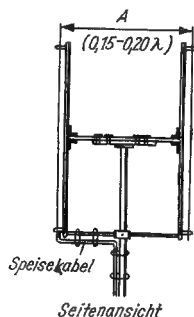


Bild 2.20.  
Das Cubical Quad (a) und gespeistes Element (b), Konstruktionsvorschlag (c)



c)



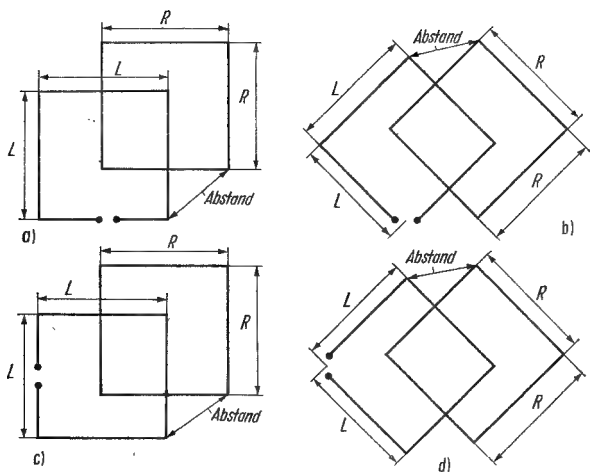
widerstand von etwa  $120 \Omega$ . Das Empfangsmaximum tritt auf, wenn das Viereck mit seiner Breitseite zum Sender zeigt. Es ist in dieser Form nach zwei gegenüberliegenden Seiten wirksam. Eine einseitige Richtcharakteristik aus der Breitseite bei gleichzeitiger Erhöhung des Gewinns ergibt sich, wenn man das einfache Viereck durch einen parasitären Reflektor zu einem Cubical Quad erweitert. Dieser Reflektor ist ebenfalls ein Drahtviereck und befindet sich  $0,08$  bis  $0,22 \lambda$  vom gespeisten Element entfernt. Bei einem Reflektorabstand von  $0,08 \lambda$  beträgt der Speisepunkt-widerstand rund  $70 \Omega$  symmetrisch bei einem Gewinn von  $4,5 \text{ dB}$ . Vergrößert man den Reflektorabstand auf  $0,2 \lambda$ , so steigt der Gewinn auf etwa  $5 \text{ dB}$  bei gleichzeitiger Erhöhung des Fußpunkt-widerstands. Größere Erfahrungen mit dem Cubical Quad im Fernsehbereich liegen noch nicht vor. Sie ist deshalb ein interessantes Objekt für den experimentierfreudigen Antennenbastler. So wäre es z. B. durchaus möglich, das System durch eine T-Glied-Anpassung auf den üblichen Fußpunkt-widerstand von  $240 \Omega$  symmetrisch zu bringen. Es bietet sich außerdem an, in gleicher Weise wie bei der HB9CV-Antenne ebenfalls den Reflektor zu speisen. Wo der Antennengewinn nicht ausreicht, kann man zwei oder mehr Quad-Systeme übereinanderstocken. Dagegen ist es nach den bisherigen Erfahrungen unwirtschaftlich, wenn man das Cubical Quad durch einen zusätzlichen Direktor erweitert, denn der Gewinnzuwachs rechtfertigte keineswegs den Aufwand.

In der Tabelle 10 sind die Resonanzlängen des gespeisten Elementes L und des Reflektors R für alle Kanäle der Fernsehbänder I und III aufgeführt. Es werden die Reflektorabstände für  $0,08 \lambda$ ,  $0,10 \lambda$ ,  $0,15 \lambda$  und  $0,20 \lambda$  angegeben. Die Quadrate können sowohl auf der Breitseite als auch auf der Spitze stehen, sie sind in der Wirkungsweise identisch. Bei der Einspeisung nach a und b ist das System horizontal polarisiert, c und d zeigt die gleichen Strahler mit vertikaler Polarisation. Der Fußpunkt-widerstand liegt zwischen  $60$  und  $85 \Omega$  symmetrisch und schwankt in Abhängigkeit vom Reflektorabstand.

**Tabelle 10 Das Cubical Quad**

Kenndaten: Antennengewinn etwa 5 dB, Rückdämpfung 13 dB, Öffnungswinkel horizontal und vertikal etwa 85°, Speisepunkt 60 bis 85  $\Omega$  symmetrisch, Leiterdurchmesser beliebig. Polarisation: horizontal = a und b, vertikal = c und d.

	Band I Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Längen L	1523	1338	1193
Längen R	1670	1465	1304
Abstand A			
0,08 $\lambda$	490	429	382
0,10 $\lambda$	613	536	477
0,15 $\lambda$	920	804	715
0,20 $\lambda$	1226	1072	954



	Band III							
	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Längen L	430	414	400	385	372	360	348	337
Längen R	472	454	437	422	407	394	381	369
Abstand $\Delta$								
0,08 $\lambda$	137	131	126	122	118	114	111	107
0,10 $\lambda$	171	164	158	153	147	142	138	133
0,15 $\lambda$	256	246	237	229	220	213	107	200
0,20 $\lambda$	342	328	316	306	294	284	276	266

(alle Angaben in mm)

## 2.9.2. Breitbandantenne für FS-Band IV/V

Die Entwicklung der Fernsehtechnik in den Bändern IV und V zwang auch die Antennenindustrie zu neuen Wegen. Es ergab sich die Forderung nach einem sehr hohen Antennengewinn und großer Bandbreite. Da die Antennenelemente im Bereich IV/V nur etwa  $\frac{1}{3}$  der Länge von Band-III-Elementen haben, beträgt auch die Spannungsaufnahme nur etwa den dritten Teil (siehe Abschnitt 2.1.5.). Das bedeutet, daß eine Band-IV-Antenne einer gleichartigen Band-III-Antenne gegenüber um rund 9 dB im Nachteil ist. Da im UHF-Bereich bereits kleine Hindernisse starke Reflexionen hervorrufen, muß man fast immer scharfbündelnde Hochleistungsantennen verwenden. Sehr lange Yagis mit einer Vielzahl von Elementen können diese Forderungen erfüllen. Es hat sich aber herausgestellt, daß der in den Datenblättern propagierte und meßtechnisch ermittelte Antennengewinn oftmals nicht erreicht wird. Das ist auf Feldverzerrungen an manchen Empfangsorten zurückzuführen. Dabei können die einzelnen Spannungen, die von den Direktoren der langen Yagi-Antenne aufgenommen werden, gegeneinander in der Phase verschoben sein. Die Summenspannung bleibt dann immer unter dem möglichen Höchstwert des gleichmäßigen Feldes. Die entwickelten breitbandigen Sonderformen haben eine geringe Längenausdehnung

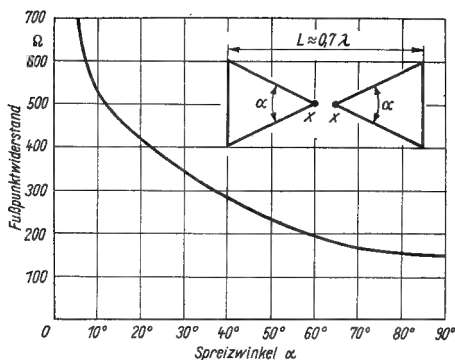


Bild 2.21. Der Ganzwellen-Breitbanddipol und sein Fußpunkt-widerstand in Abhängigkeit vom Spreizwinkel  $\alpha$

und erweisen sich als unempfindlicher gegenüber Feld-verzerrungen.

Ein Ganzwellendipol, dessen Enden flächig verbreitert sind, nennt man wegen seiner Form auch Schmetterlingsdipol (Bild 2.21.). Er hat als „dicker“ Dipol eine beträchtliche Frequenzbandbreite. Diese vergrößert sich mit dem Spreizwinkel  $\alpha$ . Durch die erhöhte Kapazität eines solchen Dipols muß er relativ stark verkürzt werden; mit einer geometrischen Länge  $L$  von etwa  $0,7\lambda$  kommt er in Ganzwellen-resonanz. Auf Grund der großen Bandbreite ist die Längen-bemessung nicht kritisch. Wie aus Bild 2.21. hervorgeht, kann man z. B. den Dipol bei einem Spreizwinkel  $\alpha$  von  $50^\circ$  mit einer  $240\text{-}\Omega$ -Leitung impedanzrichtig speisen.

Breitband-Flächendipole verwendet man fast immer in Verbindung mit einer Reflektorwand, zumal dabei der Gewinn um 5 bis 7 dB ansteigt. Eine solche Bauform zeigt Bild 2.22. mit allen erforderlichen Abmessungen für den Einsatz über die ganze Breite des Fernsehbandes IV/V. Der Schmetterlingsdipol mit einem Spreizwinkel von  $70^\circ$  befindet sich in 140 mm Abstand vor einer  $500 \times 600$  mm großen Reflektorwand. Den Abstand stellen Isolierstoff-stützen her, die man an ihren Stirnseiten mit den Dipol-



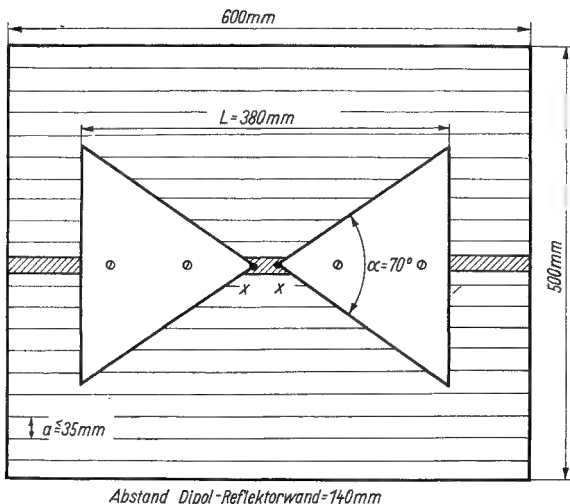


Bild 2.22. Ganzwellen-Breitbanddipol für Band IV/V vor einer Reflektorwand

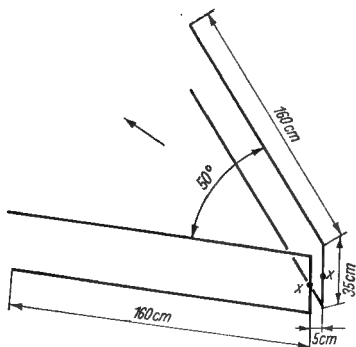
flächen und der Reflektorwand verschraubt. Als Isolierstoff eignet sich Hartpapier, notfalls auch trockenes Holz, das in Paraffin ausgekocht wurde.

Zu Gunsten eines stabilen Aufbaus sollte man den Rahmen der Reflektorwand aus Winkelmaterial herstellen. Die waagrecht orientierten Reflektoren können aus Drähten, Stäben oder Bandmaterial beliebigen Durchmessers bestehen. Der lichte Abstand zwischen zwei Reflektoren sollte 35 mm nicht übersteigen, größere Abstände verschlechtern die Rückdämpfung. Den längs der Dipolachse verlaufenden Reflektor fertigt man aus kräftigem Bandmaterial, da er über die Isolierstoffstützen die Dipolanordnung zu tragen hat.

Der Gewinn dieser Antenne beträgt im Kanal 21 mehr als 5 dB und steigt bis Kanal 60 auf 10 dB an. Beim Anschluß einer 240- $\Omega$ -Bandleitung ist das Stehwellenverhältnis über den gesamten Bereich nicht größer als 1 : 2.



**Bild 2.24.**  
Die gestockte  
V-Antenne als  
Breitbandform  
für Band IV/V



den zwei U-förmige Antennenteile mit Schenkellängen von 160 cm lt. Zeichnung hergestellt. Man befestigt sie so an einem passenden Holzgestell, daß der Spreizwinkel  $50^\circ$  beträgt und die beiden senkrechten, 35 cm langen Abschnitte einander mit 5 cm Abstand gegenüberstehen. In ihrer geometrischen Mitte kann bei XX eine 240- $\Omega$ -Bandleitung angeschlossen werden. Im Kanal 21 ist bereits ein Gewinn von 8,7 dB vorhanden, er erreicht im Kanal 50 ein Maximum von 12,2 dB und fällt bis zum Bandende (Kanal 60) wieder auf 10,5 dB ab. Diese Antenne empfängt bevorzugt aus der Richtung der Winkelhalbierenden; etwas schwächer ist der Empfang aus der Gegenrichtung.

Die Wirksamkeit nach zwei um  $180^\circ$  versetzten Richtungen kann oftmals vorteilhaft sein.

Auf die Beschreibung von UHF-Yagi-Antennen wird verzichtet, weil diese von der Industrie in allen gewünschten Varianten geliefert werden, sie sind auch in der Literatur häufig beschrieben (z. B. Rothe, G. und Spindler, E.: *Antennenpraxis*, VEB Verlag Technik, Berlin 1968).

### 3. Die Speisung von Fernsehantennen

Industriell gefertigte Fernsehantennen werden heute fast ausnahmslos für einen Speisepunkt Widerstand von  $240\ \Omega$  symmetrisch geliefert. Auch die Eingangsimpedanz moderner Fernsehempfänger ist immer für  $240\ \Omega$  symmetrisch ausgelegt. Darum muß die Verbindungsleitung zwischen Antenne und Empfänger aus Gründen der Anpassung einen Wellenwiderstand von  $240\ \Omega$  haben.

In kommerziellen Fernseh-Empfangsanlagen verwendet man grundsätzlich Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 50 bis  $75\ \Omega$  (meist  $60\ \Omega$ ). Deshalb wird Antennenabgang und Empfängereingang für den unsymmetrischen Anschluß solcher Kabel dimensioniert. Das Für und Wider beider Methoden soll nachstehend erläutert werden.

#### 3.1. UKW-Bandleitungen und Koaxialkabel

In Isolierstoffe eingebettete Flachbandleitungen – also die üblichen UKW-Bandleitungen – sind billig und leicht. Das Dielektrikum besteht meist aus dem Kunststoff Polyäthylen. Die handelsüblichen Bandleitungen haben Wellenwiderstände von 240 und  $300\ \Omega$ . Neue Flachbandleitungen weisen nur eine geringe Dämpfung auf, sie sind verlustärmer als vergleichbare Koaxialkabel. Unter längerem Witterungseinfluß ist jedoch eine merkliche Verschlechterung der Dämpfungswerte festzustellen. Durch die Ultraviolettstrahlung der Sonne verändert das Dielektrikum mit der Zeit seine elektrischen Eigenschaften in ungünstiger Weise. Diesen Alterungseinfluß der Sonnenstrahlung versucht man in neuerer Zeit durch Pigmentierung des Kunststoffs zu verhindern oder zumindest stark zu verzögern. Besonders große Veränderungen der Kennwerte weisen Bandleitungen bei Regen, Reif oder Nebel auf, da sie sich dann mit einem Was-

serfilm überziehen, der eine unkontrollierbare Veränderung des Wellenwiderstands bewirkt. Weiterhin verändert sich der Wellenwiderstand bei Annäherung an Gebäudeteile, Metallmassen usw. Deshab müssen Bandleitungen möglichst frei und räumlich unveränderbar verlegt werden.

Koaxialkabel sind witterungsbeständig, altern kaum und lassen sich beliebig verlegen. Diese Eigenschaften rechtfertigen ihren höheren Preis. Die Grunddämpfung von Koaxialkabeln ist bei den handelsüblichen Sorten im allgemeinen etwas höher als die von guten UKW-Bandleitungen, jedoch bleibt die Dämpfung unabhängig von Witterungseinflüssen konstant. Koaxialkabel bestehen aus dem Innenleiter, der konzentrisch in einem Dielektrikum eingebettet ist, dem Außenleiter und dem Außenschutzmantel. Der Innenleiter wird vorwiegend als blanker Kupferdraht ausgebildet; seltener besteht der Innenleiter aus Kupferlitze. Solche Kabel können mehr auf Biegung beansprucht werden, haben jedoch gegenüber einem vergleichbaren Koaxialkabel mit Volldraht-Innenleiter eine größere Dämpfung.

Das Dielektrikum besteht aus verlustarmen HF-Isolierstoffen, vorwiegend Polyäthylen, Polystyrol oder Polyvinylkarbazol. Man unterscheidet Volldielektrika und luftraumreiche Dielektrika. Kabel mit Volldielektrikum haben eine große Konstanz des Aufbaus und damit auch der elektrischen Eigenschaften bei Biegung, Knickung, Druck und sonstigen mechanischen Einwirkungen. Die Vollisolation bewirkt außerdem eine hohe Spannungsfestigkeit und bietet einen gewissen Schutz gegen eindringende Feuchtigkeit. Dagegen sind die Verluste etwas höher als bei vergleichbaren Kabeln mit luftraumreichem Dielektrikum. Kabel mit luftraumreichem Dielektrikum zeigen sich empfindlich gegenüber äußeren mechanischen Einflüssen und müssen sehr sorgfältig gegen eindringende Feuchtigkeit abgedichtet werden. Besonders günstig sind Schaumstoffe auf Kunststoffbasis als Dielektrikum. Diese können in sich die Vorzüge der Vollisolation mit denen der luftraumreichen vereinigen. Der Außenleiter wird bei schwachen Koaxialkabeln vorzugsweise als Kupferrunddrahtumflechtung ausgeführt,

stärkere Kabel haben oft eine Kupferbandumflechtung. Der Außenschutz eines Koaxialkabels besteht im allgemeinen aus einem Kunststoffmantel (Polyvinylchlorid). Er hat die Aufgabe, das Kabel vor eindringender Feuchtigkeit und mechanischer Beschädigung zu schützen. Spezialkabel, z. B. Ausführungen für Erdverlegung, haben oft noch eine Stahldrahtumflechtung, über der sich ein zweiter Schutzmantel befindet. In der DDR und in Westdeutschland werden noch vorzugsweise Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von  $60\ \Omega$  verwendet. Zur Anpassung an den internationalen Stand wird in Zukunft der Übergang zu Antennenkabeln mit Wellenwiderständen von 50 bzw.  $75\ \Omega$  erfolgen. Diese Wellenwiderstände entsprechen der Empfehlung 96-2 der *Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC)*. In der DDR sind koaxiale HF-Kabel nach TGL 11 575 standardisiert. Auch die Kurzbezeichnung des Kabeltyps wird neuerdings nach IEC-Publikation 78 gebildet. In dieser neuen Kurzbezeichnung gibt die erste Ziffer den Wellenwiderstand in Ohm an. Die auf den Bindestrich folgende zweite Ziffer ist der Durchmesser des Dielektrikums auf ganze Millimeter abgerundet. Die dritte Ziffer stellt eine Zählnummer nach IEC-Empfehlung 96-2 dar.

Beispiel: Kabeltyp 60-10-3

Es bedeuten:

60 = Wellenwiderstand  $60\ \Omega$

10 = Durchmesser des Dielektrikums 10 mm

3 = Zählnummer nach IEC

Hat ein HF-Kabel einen Außenschutz, der von der Normalausführung mit einfachem PVC-Mantel abweicht, so erfolgt die Kennzeichnung durch einen Punkt hinter der Zählnummer und mit einer zusätzlichen Ziffer entsprechend der folgenden Tabelle:

- 0 = Ausführung ohne Schutzhüllen
- 3 = Ausführung mit Plastschutzhülle und Bewehrung
- 4 = Ausführung mit Plastschutzhülle, Bewehrung und äußerer Plastschutzhülle

Zur Unterscheidung der verschiedenen Querschnittsformen bei symmetrischen HF-Leitungen folgt nach der Angabe des Wellenwiderstands (1. Ziffer) ein Buchstabe. Es bedeuten hierbei:

- A = ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit dünnem dielektrischem Verbindungssteg zwischen den beiden isolierten Leitern
- B = ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit gleichbleibender Dicke des Dielektrikums, in das beide Leiter eingebettet sind
- C = ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit schlauchförmigem Dielektrikum
- D = geschirmte symmetrische HF-Leitung

Auf den Buchstaben zur Kennzeichnung des Querschnitts folgt bei den ungeschirmten symmetrischen HF-Leitungen eine Ziffer, die den Abstand der beiden Leiter kennzeichnet, während bei geschirmten symmetrischen HF-Leitungen wie bei koaxialen HF-Kabeln der Durchmesser des Dielektrikums angegeben wird. Es folgen schließlich Zählnummer und Kennziffer des Außenschutzes wie bei koaxialen HF-Kabeln.

*Beispiel:* HF-Leitung 300 A 7-1

Es bedeuten:

300 = Wellenwiderstand  $300 \Omega$

A = ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit dünnem dielektrischem Verbindungssteg

7 = Leiterabstand etwa 7 mm

-1 = Zählnummer

Die wichtigsten Kenndaten von Hochfrequenzleitungen sind Wellenwiderstand, Verkürzungsfaktor und Dämpfung. Die Werte des Wellenwiderstands sind genormt. Bei Koaxialkabeln mit Vollisolation werden meist Isolierstoffe benutzt, deren Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$  bei 2,3 liegt. Daraus ergibt sich ein Verkürzungsfaktor  $V$  von 0,66 ( $V = 1/\sqrt{\epsilon}$ ). Bei Kabeln mit luftraumreichem Dielektrikum liegt der Ver-

kürzungsfaktor im allgemeinen zwischen 0,7 und 0,9. UKW-Bandleitungen der Wellenwiderstände 240 und 300  $\Omega$  werden vorwiegend mit  $V = 0,8$  angegeben.

Die Dämpfung einer HF-Leitung ist im Gegensatz zu Wellenwiderstand und Verkürzungsfaktor frequenzabhängig und steigt mit wachsender Frequenz. Sie wird hauptsächlich durch den Skineffekt (Stromverdrängung zur Leiteroberfläche, Hautwirkung) und die dielektrischen Verluste in den die Leitung umgebenden Isolierstoffen verursacht. Datenblätter der Herstellwerke geben im allgemeinen die Dämpfung von HF-Leitungen in dB je 100 m (dB/100 m) oder in Neper je Kilometer (Np/km) für verschiedene Frequenzen an. Da in Fernseh-Antennenanlagen meist nur kurze Leitungslängen benötigt werden, ist die Dämpfungsangabe in Dezibel je 100 Meter (dB/100 m) günstiger. Die Beziehungen zwischen Dezibel und Neper sind aus nachstehenden Umrechnungsformeln erkenntlich:

$$Np \cdot 8,686 = dB$$

$$dB \cdot 0,1151 = Np$$

$$Np/km \cdot 0,867 = dB/100\text{ m}$$

$$dB/100\text{ m} \cdot 1,153 = Np/km$$

Die Verluste durch Leitungsdämpfung können im VHF- und besonders im UHF-Bereich beträchtlich werden. Man sollte deshalb auf möglichst kurze und hochwertige Speiseleitungen achten. Als Folge oftmals vorhandener Fehlanpassung treten außerdem noch große Strahlungsverluste auf, die sich zur Leitungsdämpfung addieren. Dadurch wird der Antennenwirkungsgrad noch weiter verschlechtert.

Nachstehend folgen die Kenndaten verschiedener HF-Leitungen für Empfangszwecke, die im VEB *Kabelwerk Vacha* hergestellt werden.



**Tabelle 11 Symmetrische Zweidrahtleitungen**  
(UKW-Bandleitungen),  
Hersteller VEB Kabelwerk Vacha DDR

Wellenwiderstand 120 bis 300  $\Omega$

Kurzzeichen neu	120 B 1-1	240 A 4-1	300 A 7-1
Kurzzeichen alt	305.0	352.0	391.0
Leiterpaar	2 Cu-Drähte	2 Cu-Litzen	2 Cu-Litzen
Nennendurchmesser mm	2 $\times$ 0,3	2 $\times$ 0,9	2 $\times$ 0,9
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nennendurchmesser mm	1,5 $\times$ 0,7	5,7 $\times$ 1,6	9 $\times$ 2
Wellenwiderstand $\Omega$	120 $\pm$ 18	240 $\pm$ 12	300 $\pm$ 15
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,75	0,80	0,80
Kapazität pF/m (Richtwert)	38	16	13
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz		1,5	0,87
100 MHz		4,3	3,5
200 MHz		6,7	5,9
500 MHz		12,0	9,5

**Tabelle 12 Abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitungen,**  
Hersteller VEB Kabelwerk Vacha DDR

Wellenwiderstand 120 bis 240  $\Omega$

Kurzzeichen neu	120 D 10-1	240 D 6-1	240 D 10-3
Kurzzeichen alt	303.1	351.1	357.1
Innenleiterpaar	2 Cu-Drähte	2 Cu-Drähte	2 Cu-Drähte
Nennendurchmesser mm	2 $\times$ 1,4	2 $\times$ 0,4	2 $\times$ 0,5
Dielektrikum	Polyäthylen	Polystyrol- stützen	Polyäthylen mit Luft- räumen
Nennendurchmesser mm	10,6	6,2	10,0
Außenleiter	Cu-Draht- umflechtung	Cu-Draht- umflechtung	Cu-Draht- umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser mm	14,0	9,0	13,7
Wellenwiderstand $\Omega$	120 $\pm$ 12	240 $\pm$ 24	240 $\pm$ 20
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,65	0,82	0,82
Kapazität pF/m	40	18	18
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	2,1	4,3	3,0
100 MHz	6,8	15,0	9,5
200 MHz	9,6	21,0	15,0

**Tabelle 13 Koaxialkabel, Hersteller VEB Kabelwerk Vacha  
DDR**

**Wellenwiderstand 50  $\Omega$**

Kurzzeichen neu	50-2-1	50-3-1	50-7-2
Kurzzeichen alt	3006.1	3007.1	3008.1
Innenleiter	Cu-Litze	Cu-Litze	Cu-Litze
Nennndurchmesser mm	0,5	0,9	2,3
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nennndurchmesser mm	1,5	2,95	7,25
Außenleiter	Cu-Draht- umflechtung	Cu-Draht- umflechtung	Cu-Draht- umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser mm	3,2	5,3	10,7
Wellenwiderstand $\Omega$	50 $\pm$ 2	50 $\pm$ 2	50 $\pm$ 2
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,66	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	8,2	4,5	2,1
100 MHz	28,5	15,0	6,5
200 MHz	43,0	22,0	9,5
500 MHz	70,0	35,0	17,0

**Wellenwiderstand 60  $\Omega$**

Kurzzeichen neu	60-4-1	60-7-1	60-7-2
Kurzzeichen alt	025.1	046.1	037.1
Innenleiter	Cu-Litze	Cu-Litze	Cu-Draht
Nennndurchmesser mm	1,0	1,5	1,5
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nennndurchmesser mm	4,1	6,6	6,6
Außenleiter	Cu-Draht- umflechtung	Cu-Draht- umflechtung	Cu-Draht- umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser mm	6,1	9,3	9,3
Wellenwiderstand $\Omega$	60 $\pm$ 5	60 $\pm$ 3	60 $\pm$ 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,66	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	3,5	1,9	1,9
100 MHz	13,0	7,5	6,5
200 MHz	17,0	11,0	9,5
500 MHz	30,0	19,0	16,0

## Wellenwiderstand 60 $\Omega$

Kurzzeichen neu	60-7-3	60-10-1	60-1-2
Kurzzeichen alt	030.1	017.1	038.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Litze	Cu-Draht
Nennndurchmesser mm	1,78	2,3	2,26
Dielektrikum	Polyäthylen mit Lufträumen		
Nennndurchmesser mm	6,6	10,0	10,0
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser mm	9,3	13,7	13,7
Wellenwiderstand $\Omega$	60 $\pm$ 5	60 $\pm$ 5	60 $\pm$ 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,77	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	2,0	2,0	1,5
100 MHz	6,1	6,5	4,3
200 MHz	9,5	10,5	7,0
500 MHz	14,7	16,5	11,3

## Wellenwiderstand 70 bis 75 $\Omega$

Kurzzeichen neu	70-10-1	75-4-1	75-4-4
Kurzzeichen alt	2008.1	2010.1	2016.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Litze	Cu-Draht
Nennndurchmesser mm	1,8	0,6	0,58
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nennndurchmesser mm	10.1	3,7	3,7
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser mm	13,7	6,1	6,1
Wellenwiderstand $\Omega$	70 $\pm$ 3	75 $\pm$ 3	75 $\pm$ 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,66	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	1,7	4,4	3,7
100 MHz	5,6	15,5	12,0
200 MHz	8,7	21,5	17,0
500 MHz		36,5	30,5

Kurzzeichen neu	75-4-15	75-7-8	75-17-2
Kurzzeichen alt	2017.1	2020.1	2021.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Draht	Cu-Draht
Nenndurchmesser mm	0,68	1,13	2,7
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser mm	4,6	7,25	17,3
Außenleiter	Cu-Draht- umflechtung	Cu-Draht- umflechtung	Cu-Draht- umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser mm	7,8	10,7	22,5
Wellenwiderstand $\Omega$	$75 \pm 6$	$75 \pm 3$	$75 \pm 3$
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,66	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	2,9	2,1	1,0
100 MHz	10,5	6,5	3,3
200 MHz	15	9,5	4,8
500 MHz		17	8,6

*Tabelle 14 Eindrahtleitungen, Hersteller VEB Kabelwerk Vacha DDR*

Drahtwellenleiter	Typ 2/5-9109.0	Typ 4/10-9111.0
Leiter	Cu-Runddraht 2 mm $\varnothing$	Cu-Runddraht 4 mm $\varnothing$
Dielektrikum	Polyäthylen 5 mm $\varnothing$	Polyäthylen 10 mm $\varnothing$
mittlere Dämpfung bei		
150 MHz	0,77 Np/km	0,50 Np/km
200 MHz	0,95 Np/km	0,63 Np/km
250 MHz	1,10 Np/km	0,76 Np/km
500 MHz	2,00 Np/km	1,40 Np/km
Grenzdurchmesser bei		
150 MHz	2,3 m	2,1 m
200 MHz	1,6 m	1,5 m
250 MHz	1,3 m	1,2 m
500 MHz	0,6 m	0,56 m

### 3.2. Koaxialkabel oder Bandleitung

Die üblichen UKW-Flachbandleitungen haben zwei Vorzüge, auf Grund dessen sie heute fast ausschließlich als Verbindungsleitung in Fernseh-Einzelantennenanlagen eingesetzt werden. Es sind das der niedrige Preis, bedingt durch geringen Kupferverbrauch und unkompliziertes Herstellungsverfahren, sowie die relativ kleine Dämpfung, die etwa nur die Hälfte der Verluste eines vergleichbaren Koaxialkabels beträgt. Hinzu kommt, daß alle Fernsehantennen symmetrische Gebilde sind. Darum kann die ebenfalls symmetrische Bandleitung in einfachster Weise direkt an den Antennenspeisepunkt angeschlossen werden. Beim unsymmetrischen Koaxialkabel ist hingegen ein Symmetrierglied am Antennenfußpunkt erforderlich.

Leider sind Bandleitungen nur im Neuzustand und bei trockenem Wetter sehr verlustarm. Hinzu kommen die bereits erwähnten Zersetzungserscheinungen des Dielektrikums durch den Einfluß der Sonnenbestrahlung, die im Laufe der Zeit erhebliche Zusatzverluste hervorrufen. Bandleitungen müssen auf Isolierstützen verlegt werden, wodurch ein zusätzlicher Aufwand entsteht. Infolge des bandförmigen Profils neigen Flachbandleitungen zum Flattern im Wind, und nicht selten treten deshalb Unterbrechungen der Leitungsadern besonders am Antennenanschluß auf. Die Flatterneigung läßt sich vermindern, wenn man die Flachbandleitung beim Auslegen mehrmals um ihre Längsachse verdreht. Außerdem werden durch diese Maßnahme Störspannungen, die auf die Leitung einwirken, unterdrückt. Koaxialkabel ist in der Anschaffung teurer als Bandleitung und hat eine größere Dämpfung. Diese Nachteile bestehen aber nur scheinbar, denn das Koaxialkabel hat eine nahezu unbegrenzte Lebensdauer, während Bandleitungen bestenfalls einige Jahre brauchbar sind. Außerdem entfallen beim Koaxialkabel jegliche Abstandsisolatoren und deren Montage, da man es mit einfachen Rohrschellen auf jedem Untergrund direkt befestigen kann. Es läßt sich auch im Erdreich verlegen, wenn der Schutzmantel völlig unverletzt

ist. Vom Hersteller wird allerdings eine Erdverlegung einfacher Koaxialkabel nicht empfohlen, da zu diesem Zweck Kabel mit zusätzlicher Bewehrung gefertigt werden. Man kann jedoch auch ein einfaches Koaxialkabel im Erdreich vor Beschädigung schützen, wenn man es nicht zu straff anspannt und die Kabellänge in der Erde mit Schutzrohren oder einem Stück Gartenschlauch überzieht.

Eine Bandleitung 240  $\Omega$  (z. B. Typ 240 A 4-1) hat in neuem, trockenem Zustand bei 200 MHz eine Dämpfung von rund 7 dB/100 m. Demgegenüber beträgt die Dämpfung eines 60- $\Omega$ -Koaxialkabels (z. B. Typ 60-7-3) bei gleicher Frequenz 9,5 dB/100 m. Während das Koaxialkabel diese Dämpfung in trockenem und in nassem Zustand unverändert über Jahre hinaus beibehält, so steigt die Dämpfung einer neuen Bandleitung im Regen bereits auf 22 dB/100 m an. Eine Bandleitung, die ein Jahr lang der Witterung ausgesetzt war, zeigte in nassem Zustand eine Dämpfungserhöhung auf 26 dB/100 m. Daraus geht hervor, daß eine UKW-Bandleitung von der wirtschaftlichen Seite her betrachtet keinesfalls günstiger als ein Koaxialkabel ist. Gleichfalls kann man das Argument der größeren Verlustarmut nicht als stichhaltig ansehen, da die Bandleitung eine verlustarme Übertragung nur bei Trockenheit ermöglicht. Der Vergleich beider Leitungsarten ergibt deshalb eine ganz eindeutige Überlegenheit des Koaxialkabels gegenüber herkömmlichen Bandleitungen. Der Kabeltyp 60-7-3 wurde speziell für Fernseh-Empfangsanlagen in den Bändern III, IV und V entwickelt, er ist preisgünstig und sehr verlustarm (s. Datenblatt Tabelle 13).

### 3.3. Anpassungs- und Symmetrierglieder

Wünscht man eine Fernsehantenne mit einem Fußpunkt-widerstand von 240  $\Omega$  symmetrisch mit einem Koaxialkabel zu speisen, so muß aus Gründen der Anpassung der Antennenfußpunkt von 240  $\Omega$  auf 60  $\Omega$  transformiert werden. Da Koaxialkabel außerdem unsymmetrische Gebilde sind, ist

eine Symmetriewandlung auf den erdsymmetrischen Eingang erforderlich. Für den Übergang von  $240\ \Omega$  symmetrisch auf  $60\ \Omega$  unsymmetrisch verwendet man mit Vorteil eine Halbwellen-Umwegleitung, die sich sehr gut für den Selbstbau eignet. Gleiche Eigenschaften haben industriell gefertigte aufgewickelte Zweidrahtleitungen (sogenannte Balun-Spulen), die als Symmetrie- und Impedanzwandler dienen.

### 3.3.1. Die Umwegleitung (Balun-Transformator)

Eine Umwegschleife, deren elektrische Länge  $\lambda/2$  beträgt, wirkt als Symmetrierglied und transformiert gleichzeitig im Verhältnis  $1:4$  (Bild 3.1.). Der Balun-Transformator und die Speiseleitung können aus dem gleichen Koaxialkabel bestehen. Da der Verkürzungsfaktor von Koaxialkabeln vorwiegend  $0,66$  beträgt (beim zu bevorzugenden Typ 60-7-3 ist  $V = 0,77$ ), muß man, um die geometrische Kabellänge zu erhalten, die Länge von  $\lambda/2$  mit diesem Verkürzungsfaktor multiplizieren.

Wie aus Bild 3.1. ersichtlich, wird der Außenleiter des Speisekabels mit dem Außenleiter der Umwegschleife verbunden. Eine metallische Verbindung zwischen den Außenleitern der beiden Kabel und dem Strahler besteht jedoch nicht. Die Verbindung der Innenleiter mit dem Strahler läßt sich ebenfalls aus Bild 3.1. ersehen. Das Transformations-

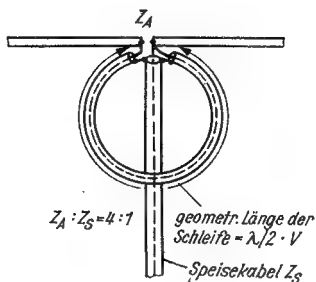


Bild 3.1.  
Die Halbwellen-Umwegleitung  
als symmetrierendes Transformationsglied

verhältnis der Halbwellen-Umwegleitung ist 1 : 4. Es kann also ein Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand  $Z_s$  von  $60 \Omega$  über eine Halbwellen-Umwegleitung erdsymmetrisch und impedanzrichtig an einen Antenneneingangswiderstand  $Z_A$  von  $240 \Omega$  angepaßt werden.

In Tabelle 15 sind die geometrischen Längen von Balun-Transformatoren für die Fernsehbänder I und III aufgeführt, wobei die Verkürzungsfaktoren 0,66 und 0,77 berücksichtigt wurden.

*Tabelle 15 Die geometrische Länge von Halbwellen-Umwegleitungen für die Fernsehbänder I und III*

	Verkürzungsfaktor 0,66	Verkürzungsfaktor 0,77 (Typ 60-7-3)
<b>Band I</b>		
Kanal 2	2020	2340
Kanal 3	1768	2064
Kanal 4	1571	1836
<b>Band III</b>		
Kanal 5	562	658
Kanal 6	541	631
Kanal 7	521	608
Kanal 8	502	589
Kanal 9	485	566
Kanal 10	470	546
Kanal 11	454	531
Kanal 12	440	512

(alle Längenangaben in mm)

### 3.3.2. Aufgewickelte Zweidrahtleitungen als Symmetrie- und Impedanzwandler

Wenn zwei gleich lange und gleichartige Zweidraht-Leitungsstücke an ihrem einen Ende parallelgeschaltet werden und am entgegengesetzten Ende in Serie liegen, so findet ebenfalls – wie bei der Halbwellen-Umwegleitung – eine Transformation 1 : 4, verbunden mit Symmetriewand-



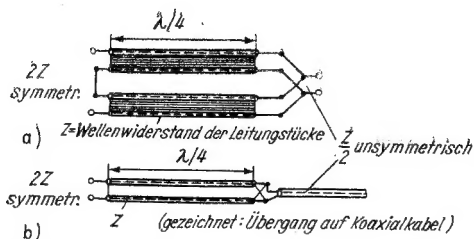


Bild 3.2. Die Balun-Leitung; a – für Bandleitung, b – für Koaxialkabel

lung statt. Der Wellenwiderstand  $Z$  dieser Balun-Leitung erscheint am parallelgeschalteten Ende mit dem halben Wert ( $Z/2$ ) und ist dort unsymmetrisch. Das gegenüberliegende, in Serie geschaltete Leitungsende ist symmetrisch und hat eine Anschlußimpedanz, für die sich ein Wert von zweimal dem Wellenwiderstand der Balun-Leitung ergibt ( $2Z$ ). Die Länge der beiden Leitungsstücke beträgt je  $\lambda/4$  (Bild 3.2.). Bedingt durch die Leitungslänge in Beziehung zur Wellenlänge ist eine solche Balun-Leitung nur für einen schmalen Frequenzbereich brauchbar. Eine sehr große Bandbreite der Balun-Leitung erhält man, wenn die Leitungsstücke bifilar zu Spulen aufgewickelt werden (Bild 3.3.). Das Transformationsverhältnis 1 : 4 und die Symmetriewandlung bleiben auch in diesem Falle erhalten. Der Wellenwiderstand  $Z$  der aufgewickelten Zweidrahtleitung muß  $120\ \Omega$  betragen, wenn von  $240\ \Omega$  symmetrisch ( $2Z$ ) auf  $60\ \Omega$  unsymmetrisch ( $Z/2$ ) transformiert werden soll. Die Länge der aufgewickel-

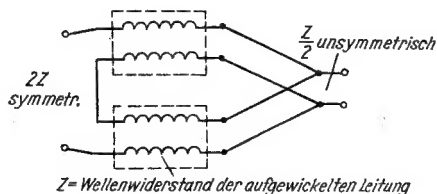


Bild 3.3. Die aufgewickelte Balun-Leitung als Anpassungs- und Symmetrierglied

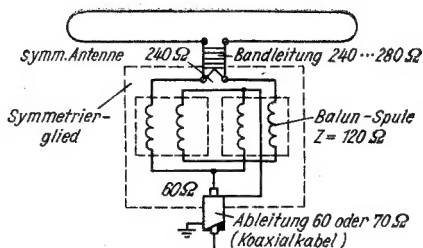


Bild 3.4. Praktisches Beispiel für den Einsatz einer Balun-Spule

ten Zweidrahtleitung ist nicht kritisch, sie beträgt im Optimum  $\lambda/4$ ; Abweichungen bis  $1/10$  bzw.  $3/8\ \lambda$  sind zulässig. Mitunter bezeichnet man Balun-Spulen auch als *Guanella-Übertrager*. Ein Selbstbau lohnt kaum, weil solche Symmetrie- und Impedanzwandler von der Antennenindustrie in wetterfester Ausführung preiswert hergestellt werden. Sie sind sowohl für Mastmontage als auch zum direkten Anstecken an den Empfängereingang lieferbar und entsprechen in ihrem schaltungsmäßigen Aufbau dem in Bild 3.4. gezeigten Wandler. Innerhalb eines Frequenzbereichs von 40 bis 800 MHz tritt eine maximale Welligkeit von 1,35 bei einer mittleren Dämpfung von 0,15 dB auf. Dieser praktische Bauteil wurde für Mastmontage entwickelt, um symmetrische Fernsehantennen mit dem genormten Fußpunkt-widerstand von  $240\ \Omega$  an ein Koaxialkabel mit  $60\ \Omega$  Wellenwiderstand impedanzrichtig anpassen zu können. In elektrisch völlig identischer Ausführung wird ein steckerförmiger Typ geliefert, der dazu dient, vom koaxialen Speisekabel wieder auf den symmetrischen Empfängereingang mit  $240\ \Omega$  zu transformieren (Hersteller: VEB Antennenwerk Bad Blankenburg). Viele Fernsehempfänger haben nur einen symmetrischen  $240\text{-}\Omega$  Eingang, wodurch ein direkter Anschluß des Koaxialkabels nicht möglich ist.



83

